

⑫ 公開特許公報(A)

昭60-228916

⑤Int. Cl.⁴ 識別記号 庁内整理番号 ④公開 昭和60年(1985)11月14日
 G 01 C 19/64 6723-2F
 G 01 P 9/00 7027-2F
 // G 02 B 6/00 M-7370-2H 審査請求 未請求 発明の数 1 (全35頁)

⑭発明の名称 物理パラメータを検知し測定するための装置

⑰特 願 昭60-29193

⑱出 願 昭60(1985)2月15日

優先権主張 ⑲1984年2月17日⑳米国(US)㉑581303

⑳発 明 者 ハーバート・ジェイ・ アメリカ合衆国、カリフォルニア州、スタンフォード ア
シヨウ ルバラードウ・ロウ、719㉒発 明 者 ビヤング・ユーン・キ アメリカ合衆国、カリフォルニア州、スタンフォード エ
ム スカンディードウ・ビレッツジ、48・シー㉓出 願 人 ザ・ボード・オブ・ト アメリカ合衆国、カリフォルニア州、スタンフォード (番
ラスティーズ・オブ・ 地なし)
ザ・レランド・スタン
フォード・ジュニア・
ユニバーシテイ

㉔代 理 人 弁理士 深見 久郎 外2名

明 細 書

1. 発明の名称

物理パラメータを検知し測定するための装置

2. 特許請求の範囲

(1) 光学ループにおいて互いに逆方向に伝播する光波を与える光源と、前記互いに逆方向に伝播する光波にตอบสนองする検出器とを含む、光学ループを用いて物理パラメータを検知しかつ測定するための装置であって、前記互いに逆方向に伝播する光波間の位相差は前記物理パラメータに従ってシフトされ、

前記装置は、

前記ループにおける互いに逆方向に伝播する光波の位相差を周期的にバイアスして、前記物理パラメータによって発生される位相差に逆作用する位相差変調器と、

前記検出器の出力にตอบสนองして前記位相差変調器の周期的なバイアスを調節して、前記物理パラメータによって発生された位相差をなくす制御装置と、

前記位相差変調器の周期的なバイアスにตอบสนองして前記物理パラメータを測定するための回路とを備えることを特徴とする、物理パラメータを検知し測定するための装置。

(2) 前記制御装置は前記検出器の出力を周期的にフランクにする回路により特徴付けられる、特許請求の範囲第1項に記載の物理パラメータを検知し測定するための装置。

(3) 前記位相差変調器は、前記制御装置回路が周期的にフランクにする周波数と同じ周波数で周期的にバイアスする、特許請求の範囲第2項に記載の物理パラメータを検知し測定するための装置。

(4) 第1の周波数で変調信号を作り出すための第1の信号発生器をさらに備え、前記第1の信号発生器は前記制御装置を介して前記位相差変調器を駆動することを特徴とする、特許請求の範囲第1項に記載の物理パラメータを検知し測定するための装置。

(5) 前記検出器に接続されかつ前記第1の

信号発生器に応答して互いに逆方向に伝播する光波の選ばれた部分をブランクにしてしまうためのゲート装置と、

前記ゲート装置を前記制御装置へ接続しかつ前記ゲート装置の出力を第2の周波数の基準信号と比較する回路とをさらに備えた、特許請求の範囲第4項に記載の物理パラメータを検知し測定するための装置。

(6) 前記位相差変調器は第1の周波数およびより低い第2の周波数で前記互いに逆方向に伝播する光波を変調し、

前記物理パラメータを検知し測定するための装置はさらに、

前記第2の周波数の各周期の一部の周波数だけ前記検出器を出力へ接続するためのゲート装置と、

前記出力へ接続されて、前記制御装置を駆動して前記第2の周波数で変調の振幅を調整して、前記物理パラメータにより発生された前記第1の周波数での前記出力の信号を除去するフィードバック回路を備えることを特徴とする、特許請求の範囲

(10) 前記第2の信号発生器は、

前記第1の信号発生器に結合されて前記第1の変調信号の高調波を発生するための周波数乗倍器と、

前記第1の変調信号の振幅に一致するように前記高調波の振幅を調整するための振幅調整回路と、

前記第1の変調信号に関して前記高調波の位相をシフトさせるための位相シフタと、

前記位相シフタの出力を前記第1の変調信号と結合させるための電気接続とを含む、特許請求の範囲第8項に記載の物理パラメータを検知し測定するための装置。

3. 発明の詳細な説明

発明の背景

この発明はジャイロスコープなどのような回転センサに関するものであり、特に、拡大されたダイナミックレンジを有するファイバ光学回転センサに関するものである。

ファイバ光学回転センサは、典型的には、互いに逆方向にループのまわりを伝播するための光波

を第1項に記載の物理パラメータを検知し測定するための装置。

(7) 前記位相差変調器は実質的にDC位相バイアスを、互いに逆方向に伝播する光波に与える、特許請求の範囲第1項に記載の物理パラメータを検知し測定するための装置。

(8) 第1の変調信号を作り出すための第1の信号発生器と、

前記第1の変調信号にตอบสนองして第1の変調信号を修正し、ランプ波形を含む結果的に生じる変調信号を与えるための第2の信号発生器とをさらに備えることを特徴とする、特許請求の範囲第7項に記載の物理パラメータを検知し測定するための装置。

(9) 前記検出器へ接続されかつ前記第1の信号発生器にตอบสนองして前記互いに逆方向に伝播する光波の選ばれた部分をブランクにしてしまうためのゲート装置をさらに備えた、特許請求の範囲第8項に記載の物理パラメータを検知し測定するための装置。

が結合されるファイバ光学材料のループを含む。ループの回転によって、周知の“サグナック効果(Sagnac effect)”に従って互いに逆方向に伝播する波の間に相対位相差が作り出され、この位相差の量は回転速度に対応する。互いに逆方向に伝播する波が再結合されると、ループの回転速度に従って強度が変化する光学出力信号を発生するように建設的にまたは破壊的に干渉する。回転の検知は、この光学出力信号を検出することによって一般に行なわれている。

小さな回転速度に対してもファイバ光学回転センサの感度を増すために種々の技術が考案されてきている。しかしながら、これらの技術のほとんどは非常に大きな回転速度を検出するためには用いることができない、なぜならばその出力関数は種々の回転速度で繰返し生じる傾向にあるからである。その結果、その出力信号は、同じ出力信号波形を有するそれらの可能な回転速度のどれが、観察された特定の出力信号波形にตอบสนองし得るのか、を決定するためには用いられないことができない。

このように、非常に広範囲な回転速度にわたって回転が正確にかつ信頼性良く検知されることができる位相変調技術を提供することが当該技術分野において大きな改善となるであろう。それを達成するための技術および手段がここに説明される。

発明の概要

この発明は、光学ループを用いて物理パラメータを検知し測定するための装置を提供する。このシステムにおいて、光源はループにおいて互いに逆方向に伝播する光波を与え、かつ検出器はその互いに逆方向に伝播する光波にตอบสนองしかつ、特に、前記互いに逆方向に伝播する光波間の位相差にตอบสนองする。この位相差は、測定されている物理パラメータに従ってシフトされる。このような物理パラメータは、たとえば、弾性波、静圧、動圧、温度または光学ジャイロスコープの場合における光学ループの回転速度を含む。

このシステムにおいて、この発明によれば、位相差変調器は、周期的に、ループにおいて互いに逆方向に伝播する光波間の位相差をバイアスして、

て、周期的なDC位相バイアスを与えるために用いられる繰返しダンパ信号を発生することによって作られる。

この発明は広範囲の回転速度を正確にかつ信頼性良く検知するための回転センサおよびその動作の方法を含む。回転センサは、ファイバ光学方向性結合器のようなすべてのファイバ光学コンポーネントを含み、このようなファイバ光学方向性結合器は、(a)光源からの光を、互いに逆方向に検知ループのまわりを伝播する2つの光波に分割し、かつ(b)光学出力信号を与えるため互いに逆方向に伝播する光波を結合する。与えられた光、互いに逆方向に伝播する波、および光学出力信号の正しい偏光が、ファイバ光学偏光子およびファイバ光学偏光制御装置によって確立され、制御されかつ維持される。第2のファイバ光学結合器が、連続するストランドからの光学出力信号を、光学信号の強度に比例する電気信号を出力する光検出器へ結合するために設けられる。

回転センサの改善された動作安定性および感度

物理パラメータによって発生される位相差に逆作用する。制御装置は検出器の出力にตอบสนองして位相差変調器の周期的バイアスを調整し、物理パラメータによって発生される位相差をなくす。回路が位相差変調器の周期バイアスにตอบสนองして物理パラメータを測定する。

ここに説明する発明の特定の実施例では、ループにおける位相差を変調器が周期的にバイアスする周波数と同じ周波数で検出器の出力を周期的にブランクにするために付加的な回路が用いられる。さらに、回路がゲート装置を制御装置へ接続し、かつゲート装置の出力を第2の周波数の基準信号と比較する。光学ループにおいて互いに逆方向に伝播する光波もまた、前記第1の周波数よりも実質的に高い第2の周波数で変調される。

この発明の特定のインプリメンテーションにおいては、位相差変調器は実質的にDC位相バイアスを、互いに逆方向に伝播する光波に与える。この実質的にDC位相バイアスは、信号発生器の出力を、同じ信号発生器の高調波の出力と組合わせ

は、第1の位相変調器を用いて第1の周波数(バイアス位相変調周波数)で、互いに逆方向に伝播する光波を位相変調し、それによって光学出力信号の位相をバイアスすることによって達成される。位相検知検出システムが、光学出力信号の強度の第1の高調波成分を測定するために用いられる。開示された検出システムでは、この第1高調波成分の振幅はループの回転速度に比例する。

第2の位相変調信号が、バイアス周波数のそれよりも非常に低い任意の周波数で与えられる。第2の位相変調周波数は第1の位相変調周波数に高調波的に関連しないのが好ましい。この第2の位相変調信号は第1の位相変調を介してシステムに課せられてもよく、またはそれに代わって、第2の位相変調器が用いられてもよい。光学出力信号は、第2の位相変調周波数と同期してゲート処理され、それによって出力信号は、たとえば、第2の位相変調の正の半サイクルの間に作られる位相差変調を表わし、他方第2の位相変調の負の半サイクルの間、0の値を提示する。第2の変調信号

の振幅を調整することによって、サグナック位相シフトの影響が効果的に取除かれることができ、それによって第2の変調の正の半サイクルの間、光学出力信号の時間平均値が0となる。したがって、第2の変調信号の振幅はサグナック位相シフトを除去するための手段として用いられかつしたがってこの大きさはそのシステムにおいて存在するサグナック位相シフトの量を表わすということがわかる。

第2の位相変調信号の大きさを調整するために、出力信号のゲート処理された部分における第1位相変調周波数成分は、第2の位相変調駆動信号の振幅を制御するためフィードバックされるフィードバックエラー信号を発生するために用いられる。

フィードバックエラー補正変調器は、フィードバックエラー信号に従って第2の変調駆動信号の振幅を制御し、それはサグナック位相シフトにより発生される光学出力信号の振幅に対応する。

回転により生じた光学出力信号における第1の位相変調周波数成分を除去する第2の位相変調の

振幅に対し伝達関数によって関連される回転速度データがメモリにストアされる。サグナック効果により生じた第1の位相変調周波数成分を除去しまたは制限するのに十分なより低い周波数信号の“除去”振幅は、次に、アドレスとして除去信号の振幅を用いてメモリをアクセスすることによって回転速度に変換される。そのようにしてアクセスされた回転速度データは直接用いられることができ、または、サグナック位相シフトまたは回転の速さを抽出するように解釈されることができ信号に変換されることができ。

(偏光変調を通じて直接にまたは間接に)位相変調器によって生じた、光学出力信号の奇数高調波の振幅変調は特定の周波数で位相変調器を作動させることによって除去されてもよいということがわかっている。用いられる検出システムは奇数高調波(たとえば、第1高調波)のみを検出するので、位相変調器により誘起された振幅変調の効果はそのような周波数で作動することによって除去されてもよい。これは回転検知における意義あ

るエラー源を除去し、かつそれによって回転センサの精度を増す。

この発明の他の好ましい実施例においては、位相変調波形の修正を行なうことにより、位相差変調が行なわれ、その振幅は、サグナック位相シフトが回転速度に対して有するのと同じ、与えられた駆動信号に対する波長依存性を有する。したがって、実質的にリニアな倍率が作り出される。線形化された倍率(スケール・ファクタ)で、第2周波数での位相差変調の振幅は、回転センサループにおける互いに逆方向に伝播する光波のサグナック位相シフトに比例する。この実施例では、位相差変調は実質的に一定なDC値を含み、このDC値は、簡略化された線形関数で、互いに逆方向に伝播する光波のDC位相差変調(サグナック位相シフト)を除去するように調整されることができ。

実質的に線形な倍率を作り出すための或る手段は、ジャイロスコープの検知ループにおける非対象位置に配置される変調器によって互いに逆方向

に伝播する波へ与えられる位相傾斜を用いることである。位相傾斜を適用することによって、互いに逆方向に伝播する波の間にDC差動位相シフトが作り出される。しかしながら、一般的に用いられるファイバ光学位相変調器は位相傾斜を提供することができない。したがって、位相傾斜は、傾斜部分を有する周期的繰返し波形を用いてシミュレートされる。

このような或る波形は鋸歯状波であり、それは、一方の周波数の位相変調を、その第2の高調波周波数での位相変調と組み合わせることによって、かつ鋸歯変調波形を近似的にシミュレートするように位相および振幅関係を調整することによってシミュレートされてもよい。各々の鋸歯変調波形のピークでリセット処理を行なうので、かつ互いに逆方向に伝播する波の2つの光学経路の相互関係があるので、位相差は適時に一定になることができない。この問題は、最初に上で説明した実施例の第2の変調信号に代わって、鋸歯波形を用いることによって克服される。このような置換で、光

出力信号は鋸歯波形の傾斜部分が存在するときの時間期間の間ゲートを通され、かつ出力信号は他のすべての時間ではゲートを通されない。したがって、上述した態様で第2の変調の振幅または周波数を調整することによって、DCサグナック位相シフトは、出力信号がゲートを通されるとき位相傾斜により作り出されるDC位相差変調により0にされることができ、かつ0のサグナック位相シフトもまた、出力信号がゲートを通されない期間の間シミュレートされる。

出力信号のゲート処理は、光源で、または検出器でもしくは検出器の後で行われてもよい。差動位相シフトを決定する位相傾斜の傾きは鋸歯波形変調信号の変調振幅を調整することによって制御される。これは、エラーフィードバック信号、および上述したようなエラー補正変調器を用いることによって達成される。

もちろん、三角歯波形位相変調もまた、鋸歯波形変調と同じ態様で用いられることができる他の形式の波形でもある。このような三角歯波形は変

調周波数と、その変調周波数の第3高調波の組合せにより作り出されてもよい。

この発明のこれらおよび他の利点は、添付図面を参照して最もよく理解される。

好ましい実施例の詳細な説明

この発明の好ましい実施例の議論を進める前に、この発明に用いられる基本的な回転センサの議論が、この改良点を十分に理解するために必要である。第1図は、この発明に用いられる形式の基本的な構造を有する回転センサを示す。これは、連続的な長尺のまたはストランドの光学ファイバ12へ光を導くための光源10を含み、そのファイバの一部は検知ループ14へ巻回されている。ここに用いられているように、参照数字12は、光学ファイバの全体の連続するストランドを一般に示しているが、参照数字12にサフィックス(A, B, Cなど)が付いたものは光学ファイバ12の部分を示すものである。

図示した実施例において、光源10は、0.82ミクロンのオーダの波長を有する光を作り出す

ヒ化ガリウム(GaAs)レーザを含む。特定の実施例によれば、光源10は、ニュージャージー州、サウス・ブレインフィールド、3005 ハードレー・ロードのジェネラル・オプトロニクス・コーポレーションから商業的に入手できる、モデルGODIPレーザダイオードであってもよい。ストランド12のようなファイバ光学ストランドは、好ましくは、たとえば、80ミクロンの外径と、4ミクロンのコア直径を有する単一モードファイバである。ループ14はスプールまたは他の適当な支持部材(図示せず)のまわりに巻かれたファイバ12の複数のターン(巻数)を含む。特定の実施例によれば、ループ14は、14センチメートルの直径を有するフォームの上に巻かれたファイバの約1000ターンを有してもよい。

好ましくは、ループ14は、中心から始まって対称的に巻回され、それによりループ14の対称点は接近している。これは、回転センサの環境的な感度を減少させるものと思われる、なぜならばこのようなシンメトリによって、時間により変化

する温度および圧力勾配が互いに逆方向に伝播する波の双方に同様な影響を及ぼすからである。

光源10からの光は、光源10に対してファイバ12を当接させることによって、ファイバ12の一方端へ光学的に結合される。光を案内しかつ処理するための種々のコンポーネントは、連続的なストランド12に沿って種々の場所に位置決めされまたは形成される。これらのコンポーネントの相対的な配置を説明する目的で、連続的なファイバ12は12Aないし12Gの符号の付いたそれぞれ7つの部分に分けられるものとして説明されており、これらの部分12Aないし12Eは、光源10へ結合されるループ14の側にあり、部分12Fおよび12Gはループ14の反対側にある。

偏光制御装置24が、ファイバ部分12Aおよび12Bの間で、光源10に隣接している。制御装置24として用いるのに適した偏光制御装置の形式は、本願発明の譲受人に譲渡された、同時係属中のアメリカ合衆国特許出願連続番号第183、

975(1980年9月4日出願)の“ファイバ光学偏光コンバータ”に詳細に説明されており、ここでは参照することによって援用する。偏光制御装置24の簡単な説明については後で行なう。しかしながら、この制御装置24は、与えられた光の偏光の状態および方向の両方の調節を許容するというをここで理解すべきである。

ファイバ12は、次いで、ファイバ部分12Bおよび12Cの間に配置される、方向性結合器26の、AおよびBの符号の付いたポートを通過する。結合器26は光学出力を、結合器26の符号CおよびDの付いたポートを通過する光学ファイバの第2のストランドへ結合し、ポートCはポートAと、結合器の同じ側にあり、かつポートDはポートBと結合器の同じ側にある。ポートDから延びるファイバ28の端部は“NC”(not connected)の符号の付いた点で非反射的に終端し、他方、ポートCから延びるファイバ29の端部は光検出器30へ光学的に結合される。特定の例によれば、光検出器30は標準的な、逆バイアスさ

れたシリコン、PIN型のフォトダイオードであってもよい。結合器26は、1980年4月11日に提出されたアメリカ合衆国特許出願連続番号第139,511号、“ファイバ光学方向性結合器”の部分継続出願である、1981年9月10日出願された同時係属中の特許出願連続番号第300,955の“ファイバ光学方向性結合器”に詳細に説明されており、これらの特許出願は共に本願出願の譲受人に譲渡されている。これらの同時係属中の特許出願はここで参照することによって援用する。

結合器26のポートBから延びるファイバ部分12Cは、ファイバ部分12Cおよび12Dの間に配置される偏光子32を通過する。単モード光学ファイバは任意の光波に対する進路の2つの偏光モードを有する。偏光子32は、ファイバ12の偏光モードの一方のモードにおいて光を通過させ、他方、他の偏光モードにおいては光の通過を妨げる。好ましくは、上述した偏光制御装置24は、与えられた光の偏光を調整するために用いられ、

それにより、このような偏光が実質的に、偏光子32により通される偏光モードと同じとなる。これによって、与えられた光が偏光子を通過するとき光学出力の損失が減少される。この発明に用いるための偏光子の好ましい形式は、本願発明の譲受人に譲渡された、1980年10月10日に提出された同時係属中のアメリカ合衆国特許出願連続番号第195,934号の、“偏光子および方法”に詳細に説明されており、ここでは参照することによって援用する。

偏光子32を通過した後、ファイバ12はファイバ部分12Dおよび12Eの間に配置される、方向性結合器34のAおよびBの符号の付いたポートを通過する。この結合器34は、好ましくは、結合器26を参照して上述したと同じ形式のものである。ファイバ12は、偏光制御装置36がループ14とファイバ部分12Eとの間に配置されて、ループ14に巻回される。この偏光制御装置36は、制御装置24を参照して議論した形式のものであってもよく、かつ、これらの互いに逆方

向に伝播する波の干渉によって形成される、光学出力信号が、最初の光学出力損失で偏光子32によって、効果的に通される偏光を有するように、ループ14を介して互いに逆方向に伝播する光波の偏光を調整するために利用される。このように、偏光制御装置24および26の両方を用いることによって、ファイバ12を伝播する光の偏光は最大光学パワー出力のために調整されることができ

る。AC信号発生器40により駆動される位相変調器38は、ループ14と、第2の方向性結合器34との間でファイバ部分12Fに装着される。この変調器38は、ファイバ12が巻かれたPZT円筒を含む。ファイバ12は、それが発生器40からの変調信号にตอบสนองして放射方向に拡がるとき、それはファイバ12を拡げるように円筒部へ結合される。

この発明とともに用いるのに適した代替の形式の変調器(図示せず)は、円筒の両端で2倍の長さの毛細管へ結合されるファイバ12の4つの部

分を長手方向に引延ばすPZT円筒を含む。当業者は、このような代替の形式の変調器は、変調器38と比べて、より少ない程度の偏光変調を伝播する光学信号に与えてもよいということを認識するであろうが、しかしながら、変調器38は、偏光変調の望ましくない効果を除去する周波数で作動されてもよいということが後でわかるであろう。したがって、変調器のどの形式も、この発明において使用するのに適している。

次に、ファイバ12は結合器34のCおよびDの符号の付いたポートを通過し、ファイバ部分12FはポートDから延び、ファイバ部分12GはポートCから延びる。ファイバ部分12Gは“N C”(not connected)の符号の付いた点で非反射的に終端する。

AC発生器40からの出力信号はライン44上で、基準信号としてロックイン増幅器46へ供給され、ロックイン増幅器46はまたライン48によって、光検出器30の出力を受けするように接続される。増幅器46に対するライン44上のこ

の信号は、基準信号を与えて、増幅器46が、変調器38の変調周波数、すなわち、光学出力信号の第1高調波成分で検出器出力信号を同期的に検出することができるようにし、他方、この周波数の他のすべての高調波を阻止する。

ロックイン増幅器は当該技術分野において周知であり、商業的に入手可能である。

検出器出力信号の第1高調波成分の大きさは、ループ14の回転速度に対し、或る限られた作動範囲を通じて比例するということが後でわかるであろう。増幅器46は、この第1高調波成分に比例する信号を出力し、かつしたがって回転速度を直接表示し、これは表示パネル47上で可視的に表示されてもよい。しかしながら、第1図に示される検出方法は、第9図の議論に関してわかるように、比較的小さな回転速度に対してのみ用いられることができる。

結合器26および34

この発明の回転センサまたはジャイロスコープにおける結合器26および34として用いるため

の好ましいファイバ光学方向性結合器を第2図に示す。結合器は、その一方側から取除かれたクラディングの一部を有する単一モードファイバ光学材料の、第2図の50A、50Bで示される2個の光学ファイバストランドを含む。2個のストランド50Aおよび50Bは、それぞれのブロック53Aおよび53Bに形成される、それぞれの円弧状スロット52Aおよび52Bに装着される。ストランド50Aおよび50Bは、光がストランドのコア部分間で転送される相互作用領域54を形成するように、クラディングが密に間隔を隔てて除去されたストランドの部分で、位置決めされる。除去された材料の量は、各ストランド50Aおよび50Bのコア部分が他方のエバネセントフィールド内にあるようなものである。結合器の中心でのストランド間の中心間の間隔は、典型的には、約2-3コア直径よりも小さい。

相互作用領域54のストランド間で転送される光は方向性であるということを注目するのが重要である。すなわち、入力ポートAへ与えられる光

のすべては、実質的に、ポートCへ逆方向性結合することなく、出力ポートBおよびDへ与えられる。同様に、入力ポートCへ与えられる光のすべては、実質的に、出力ポートBおよびDへ与えられる。さらに、この方向性は対称である。したがって、入力ポートBまたは入力ポートDのいずれかへ供給される光は、出力ポートAおよびCへ与えられる。さらに、結合器は偏光に関して実質的に非弁別的であり、かつしたがって、結合された光の偏光を保つ。このように、たとえば、垂直偏光を有する光ビームがポートAへ入力されれば、ポートAからポートDへ結合された光は、ポートAからポートBへ光が真直ぐに通過するのと同様に、垂直に偏光されたままである。

前述の説明から、結合器はビーム分割器として機能し、与えられた光を2個の互いに逆方向に伝播する波W1、W2(第1図)へ分割するということがわかる。さらに、結合器は、付加的に、互いに逆方向に伝播する波がループ14(第1図)を横切った後、それらの波を再結合する働きをす

る。

図示の実施例において、結合器26, 34の各々は、50%の結合効率を有する、なぜならばこの結合効率の選択を行なうことにより光検出器30(第1図)で最大光出力が与えられるからである。ここに用いられているように、用語“結合効率”はパーセントとして表現され、結合されたパワーと、全出力パワーとのパワー比として規定される。たとえば、第2図を参照して、光がポートAへ与えられれば、結合効率は、ポートBおよびDでのパワー出力の総和に対するポートDのパワーの比に等しいであろう。さらに、結合器34のための50%の結合効率は、互いに逆方向に伝播する波W1, W2が等しい大きさになるのを確実にする。

偏光子32

第1図の回転センサに用いるための好ましい偏光子を第3図に示す。この偏光子は、ファイバ12により伝えられる光のエバネセントフィールド内に位置決めされる、複屈折結晶60を含む。フ

ファイバ12は、一般に矩形の水晶のブロック64の上面63に通ずるスロット62に装着される。スロット62は円弧状に曲げられた底部壁を有し、かつファイバは、それがこの底部壁の輪郭に追従するように、スロット62に装着される。ブロック64の上面63は領域67におけるファイバ12から、クラッディングの一部を除去するように重ねられる。結晶60は、ファイバ12のエバネセントフィールド内に結晶60を位置決めするように、その結晶の下面68がブロック64の上面63に面した状態で、ブロック64上に装着される。ファイバ12および複屈折材料60の相対屈折率は、所望の偏光モードの波の速さが、ファイバ12におけるよりも複屈折結晶60における方が大きく、他方、不所望な偏光モードの波の速さが複屈折結晶60におけるよりもファイバ12における方が大きいように、選ばれる。所望の偏光モードの光は、ファイバ12のコア部分により案内されたままであるのに対し、不所望な偏光モードの光はファイバ12から複屈折結晶60へ結合

される。このように、偏光子32は一方の偏光モードにおいて光を通過させることができ、他方、他方偏光モードにおいては光の通過を妨げる。前に示したように、偏光制御装置24, 36(第1図)は、偏光子による光学パワー損失が最小にされるように、それぞれ、与えられた光および光学出力信号の偏光を調整するために用いられることもできる。

偏光子制御装置24, 36

第1図の回転センサに使用するために適した偏光制御装置の1つの形式を第4図に示す。制御装置は、複数個の直立したブロック72Aないし72Dが装着されるベース70を含む。ブロック72のうちの隣接するものの間には、スプール74Aないし74Cが、それぞれ、シャフト76Aないし76C上に接線方向に装着さる。シャフト76は、互いに軸方向に整列されており、かつブロック72間で回転自在に装着される。スプール74は、概して、円筒状であり、かつシャフト76に対して接線方向に位置決めされる。

ストランド12はシャフト76における軸方向のボアを介して延び、かつ3個のコイル78Aないし78Cを形成するためスプール74の各々のまわりに巻かれる。コイル78の半径は、ファイバ12がコイル78の各々において複屈折媒体を形成するように応力が加えられるようなものである。3個のコイル78Aないし78Cは、ファイバ12の複屈折を調整するように、かつしたがって、ファイバ12を通過する光の偏光を制御するように、それぞれシャフト74Aないし74Cの軸のまわりで互いに独立に回転される。

コイル78のターンの直径および数は、外側のコイル78Aおよび78Cが4分の1波長の空間的な遅延を与え、他方中心のコイル78Bが2分の1波長の空間的遅延を与えるようなものである。4分の1波長コイル78Aおよび78Cは偏光の離心率を制御し、かつ2分の1波長コイル78Bは偏光方向を制御する。これは、ファイバ12を伝播する光の偏光の全調節範囲を与える。

偏光方向(他の方法で中央コイル78Bにより

与えられる)は2個の4分の1波長コイル78Aおよび78Cによって偏光の離心率を正しく調整することによって間接的に制御されてもよいので、偏光制御装置は2個の4分の1波長コイル78Aおよび78Cのみを提供するように修正されてもよいということが理解されよう。したがって、偏光制御装置24および36は、第1図において、2個の4分の1波長コイル78Aおよび78Cのみを含むものとして示されている。この形態により、制御装置24-36の全体的な寸法が減少されるので、スペースの制限のある本願発明のある種の応用に対しては有利であるかもしれない。

このように、偏光制御装置24および36は、与えられた光および逆方向に互いに伝播する波の両方の偏光を確立し、維持しかつ制御するための手段を提供する。

位相変調または偏光制御なしの動作

偏光子32(第1図)および位相変調器38の機能および重要性を十分に理解する目的で、回転センサの動作について、まず、これらのコンポー

されてファイバ29に沿って光検出器30へ伝播する。この光検出器30は、光学出力信号によって、そこに印加される光の強度に比例する電気信号を出力する。

光学出力信号の強度は、波W1、W2が結合器34で再結合され、または干渉されるときに、波W1、W2間の干渉の重および形式、すなわち、建設的かまたは破壊的にしたがって、変化する。取敢えず、ファイバの複屈折の効果を見捨て、波W1、W2はループ14のまわりの同じ光学経路を進む。したがって、ループ14が静止しているものと想定すれば、波W1、W2は結合器34で再結合されるとき、それらは、それらの間に何の位相差もなく、建設的に干渉し、かつ光学出力信号の強度は最大となる。しかしながら、ループ14が回転されていると、互いに逆方向に伝播する波W1、W2はサグナック効果に従って位相がシフトされ、それにより、それらが結合器34で重畳されると、それらは破壊的に干渉して光学出力信号の強度を減少させる。ループ14の回転に

ネントがシステムから除去されたかのように説明する。したがって、第5図は変調器38、偏光子32およびそれらから除去された関連の成分を備えた、概略ブロック図形式で、第1図の回転センサを示す。

その中で伝播するため、光がレーザ源10からファイバ12へ結合される。光は結合器26のポートAに入り、そこで、光の一部がポートDを介して失われる。光の残りの部分は結合器のポートBからポートAへ伝播し、そこで、それは等しい振幅の2つの互いに逆方向に伝播する並W1、W2へ分割される。波W1はループ14のまわりを時計方向にポートBから伝播し、他方、波W2はループ14のまわりを反時計方向にポートDから伝播する。

波W1、W2がループ14を横切った後、それらは結合器34によって再結合されて光学出力信号を形成し、それは結合器34のポートAから結合器26のポートBへ伝播する。光学出力信号の一部は結合器26のポートBからポートCへ結合

より生じる、波W1、W2間のこのようなサグナック位相差は、次の関係によって規定される。

$$\Delta\phi_R = \frac{8\pi NA}{\lambda C} \Omega \quad \dots (1)$$

ここにおいて、Aは光学ファイバのループ14により結合された領域であり、

Nはその領域Aのまわりの光学ファイバのターン数であり、

Ω は、ループの面に垂直な軸のまわりのループの角速度であり、かつ

λ およびcは、ループへ与えられた光の、それぞれ波長および速度の自由空間の値である。

光学出力信号の強度(I_r)は、波W1、W2間のサグナック位相差($\Delta\phi_R$)の関数であり、次の方程式により定義される。

$$I_r = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos(\Delta\phi_R) \quad \dots (2)$$

ここにおいて、 I_1 および I_2 は、それぞれ、波W1、W2の個々の強度である。

方程式(1)および(2)から、光学出力信号の強度は回転速度(Ω)の関数であることがわか

る。このように、そのような回転速度の表示は、検出器30を用いて、光学出力信号の強度を測定することによって得られる。

第6図は曲線80を示し、この曲線は、互いに逆方向に伝播する波W1, W2間のサグナック位相差($\Delta\phi_R$)と、光学出力信号の強度(I_T)との間の関係を示す。曲線80は余弦曲線の形状を有し、かつ光学出力信号の強度は、サグナック位相差が0のとき最大である。互いに逆方向に伝播する波W1, W2間の位相差が完全にループ14の回転により生じる場合は、曲線80は垂直軸のまわりを対称に変化する。しかしながら、1981年7月29日に出願された、同時係属中のアメリカ合衆国特許出願連続番号288, 212, “偏光されない光を用いたファイバ光学回転センサ”に議論されているように、偏光された光では、互いに逆方向に伝播する波W1, W2間の付加的な、非相反的な位相差は、光学ファイバ12の残留複屈折によって生じるかもしれない。この出願は、参照することによってここに援用する。この

付加的な非相反位相差は、完全に偏光されない光が用いられれば生じない。

単一モードファイバ12の2つの偏光モードの各々において進行する光は異なる速さで進行するので、複屈折により誘起される位相差は生じない。複屈折は、一方の偏光モードで進む光の一部を他方のモードへ結合させる。これは波W1, W2間に、非回転的に誘起された位相差を作り出し、これによって、波W1, W2は、第6図の曲線80を歪ませまたはシフトさせるように干渉する。このようなシフトは、第6図の透視線で示される曲線82によって示される。

このような複屈折により誘起される、非相反的な位相差は、回転的に誘起されるサグナック位相差と区別することができず、かつ温度や圧力などのようなファイバ複屈折を変化させる環境的なファクタに依存する。したがって、ファイバ複屈折は、ファイバ光学回転センサにおける主たるエラー源の原因である。

偏光子32による動作

ファイバ複屈折による非相反動作の問題は、1個の偏光モードのみを用いることができるようにする偏光子32(第1図)によってこの発明の回転センサにおいて解決される。偏光子32は、第5図の参照数字84で示される点においてシステムへ導入されるとき、偏光子32を通過する光は、一方の選ばれた偏光モードにおいてループ14へ伝播する。さらに、互いに逆方向に伝播する波は光学出力信号を形成するように再結合されるとき、ループへ与えられる光と同じ偏光のものではない任意の光が光検出器30へ到達するのを妨げられる、なぜならば光出力信号は偏光子32を通過するからである。このように、光出力信号は、それが結合器34のポートAから結合器26のポートBへ進むとき、ループへ与えられた光と同じ偏光を正確に有する。

それゆえに、同じ偏光子32を介して入力光および光学出力信号を通過させることによって、ただ1つの光学経路のみが用いられ、それによって、2個の可能な偏光モードにおける異なる伝播速度

により生じる複屈折により誘起される位相差の問題を除去する。すなわち、選ばれたモードから、選ばれていないモードへ、ファイバにおける複屈折により転送されるすべての光をフィルタしてしまうことにより、伝播速度が異なるため、選ばれたモードに関して位相を利得または損失するかもしれない選ばれないモードにおいてすべての光波を除去することができる。さらに、偏光子制御装置24, 36(第1図)は、偏光子32での光学パワー損失を減少させかつしたがって検出器30での信号強度を最大にするため、それぞれ与えられた光および光学出力信号の偏光を調整するために用いられることができるということが注目されるべきである。

位相変調器38に伴う動作

再び第6図を参照して、曲線80は余弦関数であるので、光学出力信号の強度は、波W1, W2間での小さなサグナック位相差($\Delta\phi_R$)に対して非線形であるということがわかる。さらに、光学出力信号の強度は、 $\Delta\phi_R$ の小さな値に対して、

位相差の変化に対しては比較的鈍感である。このような非線形性および不感応性のため、検出器30によって測定される光学強度(I_r)を、ループ14の回転速度を表わす信号に変換(方程式1によって)するのは難しい。

さらに、偏光子32を用いて上述したように、波W1、W2間の、複屈折により誘起される位相差が除去されるが、ファイバ複屈折により生じる偏光モード間の交差結合が生じる。この交差結合は、交差結合された光が偏光子32上の光検出器32に達するのを妨げられるので、光学出力信号の光学強度を減少させる。したがって、ファイバ複屈折における変化により、第6図の曲線80の振幅は、たとえば、曲線84で示されるように変化する。第6図の曲線80、82、84は等倍に描かれていないということが理解されよう。

前述の問題点は、第1図に示される位相変調器38、信号発生器40およびロックイン増幅器46を用いて同期検出システムによって解決される。

第7図を参照して、位相変調器38は信号発生

器40の周波数で、伝播する波W1、W2の各々の位相を変調させる。しかしながら、第1図から見られるように、位相変調器38はループ14の一端に配置される。このように、波W1の変調は必ずしも、波W2の変調と同相である必要はない。事実、この同期検出システムの適切な動作に対しては、波W1、W2の変調は180°逆相であるのが好ましい。第7図を参照して、正弦波曲線90により示される波W1の変調は、曲線92で示される波W2の変調と180°逆相であるのが好ましい。波W2の変調に関して波W1の変調との間にそのような180°の位相差を与える変調周波数を用いるということは、それが検出器30により測定される光学出力信号において変調器により誘起される振幅変調を除去するという点において、特に有利である。この変調周波数(f_m)は次の方程式を用いて計算される。

$$f_m = \frac{c}{2n_{eq}L} \quad \dots (3)$$

ここにおいて、Lは互いに逆方向に伝播する波W1、W2に対する結合器34と変調器38との間

の差動ファイバ長、すなわち、変調器38と、ループ14の他方側の対称点との間の、ファイバに沿って測定された距離であり、

n_{eq} は、単一モードファイバ12のための等価屈折率であり、かつ

cはループ14へ与えられた光の自由空間の速さである。

“適切な”周波数と呼ばれるこの変調周波数(f_m)で、曲線90および92に従ってこれらの互いに逆方向に伝播する波W1、W2の位相変調から分岐する、これらの波W1、W2間の位相差($\Delta\phi_i$)は、第7図において正弦波曲線94で示される。この曲線94は、曲線90から曲線92を減算してW1およびW2間の位相差を得ることによって得られる。波W1、W2間の位相差の変調もまた、ちょうどサグナック位相シフトがそうであるように第6図の曲線80に従って光学出力信号の強度(I_r)を変調させる、なぜならばこのような位相変調 $\Delta\phi_i$ は、回転的に誘起されたサグナック位相差 $\Delta\phi_r$ と区別できないから

である。

(a) 第7図の曲線94により規定される位相変調 $\Delta\phi_i$ と、(b) 光学出力信号の強度(I_r)のときのサグナック位相差 $\Delta\phi_r$ との効果を図解的に示す第8図および第9図を参照することによって、前述の説明がより十分に理解されよう。第8図および第9図の議論を進める前に、変調された光出力信号の強度(I_r)は、波W1、W2間の全位相差の関数であるということを理解すべきである。このような全位相差は、回転的に誘起されたサグナック位相差 $\Delta\phi_r$ と、時間変化する変調により誘起される位相差 $\Delta\phi_i$ との両方からなる。波W1、W2間の全位相差 $\Delta\phi$ は、次のように表わされる。

$$\Delta\phi = \Delta\phi_r + \Delta\phi_i \quad \dots (4)$$

したがって、回転的に誘起された位相差 $\Delta\phi_r$ のみならず、変調により誘起された位相差 $\Delta\phi_i$ の効果は第8図および第9図を参照して考慮されるので、曲線80のための水平軸は、第6図におけるように、回転的に誘起された位相差のみよりも

むしろ、全体の位相差が考慮されているということを示すため $\Delta\phi$ として改めて符号が付けられている。

今第8図を参照して、光学出力信号の強度 I_r のときの位相変調 $\Delta\phi$ 、(曲線94)の効果を議論する。曲線80は2つの干渉しているコヒーレントな波から生じる光学出力信号の強度と、これらの波の間の位相差 $\Delta\phi$ との間の関係を示す。これらの間の相対位相角度は、93で示されるように、0であるとき、組合わされた波の結果的に生じる強度は95で示されるように最大である。波W1およびW2間の相対位相が0でないとき、組合わされた光学信号は、位相差 $\Delta\phi$ の大きさに依存してより小さな強度を有する。相対位相差が、それぞれ97および99で示されるように+または -180° になるまで、 $\Delta\phi$ が増大するに従って減少し続ける。+または -180° の位相差で、2つの互いに逆方向に伝播する波は完全に破壊的に干渉し、その結果生じる強度は97および99で示されるように0である。

は変調器38の変調周波数 f_m 、すなわち、第1高調波で検出器出力信号のみを周期的に検出する。しかし、検出器出力信号は、曲線96によって示されるように、変調周波数の第2高調波にあるので、増幅器46からの出力信号は0であり、表示装置47は0の回転速度を示す。

複屈折により誘起される振幅の変動は光学出力信号に生じて、第6図の曲線84を参照して議論したように、第8図の曲線96は第2高調波周波数のままであるということが注目されるべきである。したがって、このような複屈折により誘起された振幅の変動は増幅器46の出力信号に何の影響も及ぼさない。それゆえに、これまでに説明した検出システムは、複屈折の変化に不感応である実質的により安定した動作点を与える。

ループ14が回転されるとき、互いに逆方向に伝播する波W1、W2は、サグナック効果に従って上述したように位相がシフトされる。サグナック位相シフトは、一定の回転速度に対して一定の位相差 $\Delta\phi_s$ を与える。このサグナック位相シフ

第8図において、ループ14は静止しており、かつしたがって、光学信号はサグナック効果によって影響を受けないと想定する。特に、変調により誘起される位相差曲線94によって、光学出力信号は曲線96によって示されるように変化するということがわかる。曲線96は、W1およびW2間の瞬間的な位相差 $\Delta\phi$ を表わす、曲線94上の点を、その大きさの位相差に対する結果的に生じる光学的な強度を表わす曲線80上へ変換することによって得られる。曲線94上のすべての点は曲線80上へ変換されると、かつ対応する強度がプロットされると、曲線96が生じる。曲線80を通じての曲線94への移行は、曲線80の垂直軸に関して対称であり、そのため検出器30によって測定される光学強度は、曲線96によって示されるように、変調周波数の第2高調波に等しい周波数で周期的に変化する。

上述したように、ロックイン増幅器46は信号発生器40(第1図)から変調周波数 f_m で基準信号によって同調されるので、ロックイン増幅器

トは、変調器38によって作り出された位相差 $\Delta\phi$ を増し、それにより、全曲線94は、第9図に示されるように、 $\Delta\phi_s$ に等しい量だけ、第8図に示す位置から位相が移される。これによって、光学出力信号は点99および101の間で曲線80に沿って非対称的に変化する。これは曲線96によって示されるような光学出力信号を生じる。

曲線96上の点は次のように導き出される。曲線94上の103で示される組合わされた位相差は、曲線80上の点101を介して曲線96上の点105へ移る。曲線94上の点107は曲線80上の点109を介して曲線96上の点111へ移る。同様に、点113は点99を介して点115へ移り、かつ点117は点109を介して点119へ移る。最後に、点121は点101を介して点123へ移る。

光学出力信号96は正弦波曲線98の透視線で示されるように第1高調波成分を有する。第1高調波成分98のピーク振幅は、しかしながら、点115での光学出力信号の振幅に正確にマッチす

る必要はないが、或る場合にはマッチする必要があるかもしれない。

この正弦波曲線98のRMS値は回転的に誘起されたサグナック位相差 $\Delta\phi$ の正弦に比例することが後でわかるであろう。増幅器46は変調器38の基本周波数を有する信号を周期的に検出するので、増幅器46は曲線98のRMS値に比例する信号を出力する。この信号はループの回転速度を示すために用いられることができる。

第9図の図面はループ14の一方の回転方向（たとえば時計方向）に対する光学出力信号の強度波形を示す。しかしながら、もしループ14が等しい速さで逆方向（たとえば、反時計方向）に回転されれば、光学出力信号の強度波形96は、それが曲線98が第9図に示される位置から180度シフトされるように移し変えられるであろうということを除き、第9図に示されるのと全く同一になるであろうということが理解されよう。

ロックイン増幅器46は、第1高調波98の位相を、信号発生器40からの基準信号の位相と比

較することによって、曲線98に対するこの180°位相差を検出し、ループの回転が時計方向か反時計方向かどうかを決定する。回転方向によって、増幅器46は表示装置47に対して正または負の信号のいずれかを出力する。しかしながら、回転方向にかかわらず、信号の大きさはループ14の回転の速度が等しいものに対しては同じである。

増幅器の出力信号の波形が曲線100として第10図に示される。この曲線100は正弦波であり、ループ14の回転が時計方向か反時計方向かどうかによって、125で示される、0回転速度出力電圧から正方向にまたは負方向に変化することがわかる。さらに、曲線100は、実質的に線形な部分102を有し、この部分102は、原点に関して対称的に変化し、かつ回転を測定するための比較的幅広い動作範囲を与える。さらに、曲線100の傾斜は小さなサグナック位相シフトに対してもその線形動作レンジ102を通じて優れた感度を与える。

このように、同期検出システムを用いることによって、小さなサグナック位相シフトに対する非線形性、不感応性、および複雑により誘起される振幅変動という上述した問題点は、点97および95間の曲線80のどこかに、第9図の点99および101を維持するループ14の回転速度に対しては減少されまたは除去される。

このようにこれまでに開示した検出システムのさらなる利点は、技術状態において、変調器38のような位相変調器は偏光変調を通じて、直接にまたは間接に、光学出力信号において振幅変調を誘起すること、すなわち、位相変調器もまた選択されない偏光モードへ、そこを通過する光のあるものをシフトさせるという事実に関するものである。しかしながら、方程式(3)を参照して行なった議論から思い出されるように、波W1およびW2の変調間の位相差が180°である特定のまたは“適切な”周波数で作動することによって、変調器38により互いに逆方向に伝播する波W1、W2の各々に誘起される、この振幅変調の奇数高

調波周波数成分は、波が光学出力信号を形成するように重畳されるときに互いに打消し合う。したがって、上述した検出システムは光学出力信号の奇数高調波、すなわち基本周波数のみを検出するので、不所望な振幅変調の効果は除去される。それゆえに、方程式(3)によって規定される特定の周波数で作動することによって、かつ光学出力信号の奇数高調波のみを検出することによって、この発明の回転センサは変調器により誘起された振幅および偏光変調とは独立に作動し得る。

適切な周波数で作動するさらに他の利点は、互いに逆方向に伝播する位相W1、W2の各々において変調器38により誘起される、位相変調の偶数高調波は、これらの波が光学出力信号を形成するために重畳されるときに相殺されるということである。これらの偶数高調波は、重畳することによって、検出システムによりさもなくば検出されたかもしれない光学信号におけるスプリアス奇数高調波を発生するので、これらの除去は、回転検知の精度を改善することになる。

方程式(3)によって規定される周波数で位相変調器38を作動させるのに加えて、光学出力信号の強度の検出された第1高調波の振幅が最大にされるように位相変調の大きさを調整するのも好ましい、なぜならばこれは回転検知感度および精度を改善するからである。第7図、第8図および第9図でZの符号の付いた寸法によって示される、波W1、W2間の、変調器により誘起される位相差 $\Delta\phi_1$ の振幅が1.84ラジアンであるとき、光学出力信号の強度の第1高調波は、与えられた回転速度に対して、最大にあるということがわかっていて、これは、位相差が $\Delta\phi$ を持つ、それぞれ I_1 および I_2 の個々の強度を有する2つの重畳された波の全強度(I_T)に対する以下の方程式を参照することによってより十分に理解されるかもしれない。

$$I_T = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1 I_2} \cos(\Delta\phi) \quad \dots (5)$$

ここで、

$$\Delta\phi = \Delta\phi_R + \Delta\phi_1 \quad \dots (6)$$

いとき最大であるので、位相変調の振幅は、好ましくは、波W1、W2間の、変調器により誘起された位相差 $\Delta\phi_1$ の振幅(Z)が1.84ラジアンであるように選ばなければならない。

後方散乱効果の減少

周知のように、現在の技術状態の光学ファイバは光学的に完全なものではなく、ファイバの基礎材料における密度の変動のような不完全さを有する。これらの不完全さのためファイバの屈折率に変動を生じ、それにより少量の光の散乱を生じる。この現象は一般にレイリー散乱と称されている。このような散乱のため、或る光はファイバから失われるが、そのような損失量は比較的小さく、それゆえに主たる関心事ではない。

レイリー散乱に関連する主たる問題は、失われる散乱光に関するものではなく、むしろ、もとの伝播方向と逆の方向にファイバを伝播するように反射される光に関するものである。これは、一般に、“後方散乱された”光と称される。このような後方散乱された光は互いに逆方向に伝播する波

$$\Delta\phi_1 = Z \sin(2\pi f_m t) \quad \dots (7)$$

したがって、

$$\Delta\phi = \Delta\phi_R + Z \sin(2\pi f_m t) \quad \dots (8)$$

$\cos(\Delta\phi)$ のフーリエ展開は次のとおりである。

$$\begin{aligned} \cos \Delta\phi = & \cos(\Delta\phi_R) \left\{ J_0(Z) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(Z) \cos[2\pi(2nf_m t)] \right\} + \sin(\Delta\phi_R) \left\{ 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(Z) \sin[2\pi(2n-1)f_m t] \right\} \end{aligned} \quad \dots (9)$$

ここにおいて、 $J_n(Z)$ は変数Zのn次ベッセル関数であり、Zは波W1、W2間の、変調器により誘起された位相差のピーク振幅である。

それゆえに、 I_T の第1高調波のみを検出することにより次の式が得られる。

$$I_{T(1)} = \sqrt{I_1 I_2} J_1(Z) \sin(\Delta\phi_R) \sin(2\pi f_m t) \quad \dots (10)$$

このように、光学出力信号の強度の第1高調波の振幅は第1ベッセル関数 $J_1(Z)$ の値に依存する。 $J_1(Z)$ はZが1.84ラジアンに等し

W1、W2からなる光とコヒーレントであるので、それはそのような互いに逆方向に伝播する波と建設的にまたは破壊的に干渉することができ、かつそれによって、検出器30によって測定されるような光学出力信号の強度に変動を生じる。

互いに逆方向に伝播する波とコヒーレントな一方の波からの後方散乱光の部分は、ループ14の中心のコヒーレンシ長内で散乱されるものである。したがって、光源のコヒーレンシ長を減少させることによって、後方散乱された光と、互いに逆方向に伝播する波との間のコヒーレンシが減少される。後方散乱された光の残りの部分は互いに逆方向に伝播する波と干渉性ではなく、かつしたがって、それらの間の干渉は、それが平均化されるようにランダムに変化する。それゆえに、後方散乱された光の非干渉性部分は、実質的に一定の強度を有するものであり、かつしたがって、それは光学出力信号の強度に意義ある変動を生じない。

したがって、この発明においては、後方散乱の影響は、光源10として、たとえば、1メートル

またはそれ以下のような比較的短いコヒーレンシ長を有するレーザを用いることによって減少される。特定の例によれば、光源10は上述したように、ジェネラル・オプトロニクス・コーポレーションから商業的に入手可能なモデルGO-DIPレーザダイオードを含んでもよい。

後方散乱された波と、伝播している波との間の破壊的または建設的干渉を禁止する代わりにの方法は、ファイバループ14の中心でそのシステムにおける付加的な位相変調器を含むことである。この位相変調器は変調器38と同期しない。

伝播する波は、ループのまわりを進行するとき1回だけこの付加的な位相変調器を通過する。波が付加的な変調器に達する前に伝播している波から生じる後方散乱に対して、その後方散乱はこの付加的な変調器によって位相変調されないであろう、なぜならば波を伝播する光源も後方散乱それ自体も付加的な変調器を通過しなかったからである。

他方、波がこの付加的な位相変調器を通過した

後伝播している波から生じる後方散乱に対しては、その伝播している波が付加的な位相変調器を通過したとき1回、かつ後方散乱が付加的な変調器を通過したとき1回、後方散乱は効果的に2倍、位相変調されるであろう。

このように、その付加的な位相変調器が $\phi(t)$ の位相変調を誘起すれば、ループ14の中心における場合を除き、任意の点で始まる後方散乱された波は、0または $2\phi(t)$ のいずれかの位相シフトを有し、それらのいずれかは伝播している波に対して $\phi(t)$ 位相シフトに関して時間変化している。この時間変化する干渉は、時間平均され、効果的に後方散乱の影響を除去する。

後方散乱からの破壊的なまたは建設的な干渉を禁止するさらに他の代わりにの方法では、変調器38と同期されない、付加的な位相変調器が光源10の出力で誘起されてもよい。

この場合、ループ14の中心以外の任意の点で生じる後方散乱は、後方散乱が生じた伝播する波の場合と異なり、光源10から検出器30への異

なる光学経路長を有する。

このように、伝播している波はループ14を1回横切るが、後方散乱された波およびそれから生じた伝播している波はループ14の一部を2回横切るであろう。この部分はループの半分でなければ、経路長は異なる。

経路長が異なるので、検出器30に到達する伝播する波は、同時に検出器30に到達する後方散乱された波と異なる時間に光源10で発生されているであろう。

光源10で付加的な位相変調器により誘起された位相シフトは、伝播している波に関しては位相シフト $\phi(t)$ を誘起するが、後方散乱された波に対しては位相シフト $\phi(t+K)$ の位相シフトを誘起し、ここにおいてKは変調器を通過する波の経路間の時間差である。 $\phi(t+K)$ は $\phi(t)$ に関して時間変化しているので、後方散乱された干渉は時間について平均化され、効果的に、後方散乱の影響を除去する。

ゲート処理された波を用いた拡大されたダイナ

ミックスレンジ検出システム

第1図ないし10図を参照して上述した検出システムはループ14のための回転速度のあるレンジ内で非常に有効な回転検知システムである。しかしながら、ダイナミックレンジはある現象によって制限される。第9図を参照して、曲線80が周期的であるということがわかる。それゆえに、大きな回転速度は、曲線94を点97または点95のいずれかを介して移動させるのに十分大きな $\Delta\phi_R$ を生じさせれば、関数96は第2の、より高い回転速度に対して繰返す。この第2の回転速度は、第9図に示されるサグナック位相シフト $\Delta\phi_R$ を生じた回転速度よりも実質的に大きい、出力光学信号96を用いてより低い速度とは区別できないであろう。すなわち、より大きな或る回転速度からの $\Delta\phi_R$ が十分に大きくて曲線80の第2の突出部上の2つの新しい点99'および101'間で作動するように曲線94を移動させたとすれば、出力光学信号96は、そのような場合、点99および101間で曲線94が作動するよう

な示された場合とは区別できないであろう。

この発明は、光学ファイバジャイロスコープの検出レンジを拡大するための新規な方法および関連の装置を含む。この方法を達成するに際し、上述した光学ファイバジャイロスコープは、方程式3によって上述した“適切な”周波数またはバイアス周波数(f_m)よりもはるかに低い付加的な周波数レベル(f_m)で互いに逆方向に伝播する光波の変調を含むように修正される。

検知ループにおいて非対称的に配置された相反位相変調器では、信号をその変調器に印加することによって、ループにおける2個の互いに逆方向に伝播する波の位相間の差動シフト $\Delta\phi_c$ が作られることができる。この $\Delta\phi_c$ は変調周波数 f_c で時間変化しており、かつ何のDC条件も含んでいない、なぜならばその変調サイクルの半分において変調器により作られる位相シフトは次の半サイクルにおいて作られるものにより相殺されるからである。

対照的に、回転により生じる差動位相シフト Δ

ϕ_r はDC量であってもよく、したがって $\Delta\phi_c$ は直接 $\Delta\phi_r$ をなくするようにするために用いられることができない。しかしながら、ジャイロスコープは変調波形の他の半サイクルごとにゲートがオフの処理をされれば、残りの半サイクルにおいて作られる平均 $\Delta\phi_c$ はこれらの同じ半サイクルにおいて回転により作られた信号を直接なくするために用いられることができる。ゲートをオンにした半サイクルの間 $\Delta\phi_c$ を作り出す信号の振幅をモニタすることによって、センサの回転速度を決定することができる。

上述したように、作動点をバイアスするためのバイアス周波数 f_m で、バイアス位相変調周波数よりもはるかに低い付加的な変調周波数 f_m を課することによって、かつ次いで f_m 波形の他の半サイクルごとにジャイロをオフにゲートすることによって、位相差変調波形が作られ、その時間平均値は正味のDCレベルを有する。周波数 f_m で第2の位相変調の振幅を調整することによって、位相差変調のこの時間平均DC値はこれらの同じ

半サイクルにおいて発生される $\Delta\phi_r$ を効果的になくすように調整されてもよい。上述した技術は、出力信号についての回転の影響を効果的になくす働きをする、なぜならばゲートされた信号がオフの時間期間の間は何の回転も識別されないからであり、かつ $\Delta\phi_r$ の効果は、ゲートされた信号がオンのとき周波数 f_m で位相変調することによって打消される。回転量は、 $\Delta\phi_r$ の影響をなくするために必要であった f_m での位相差変調の振幅に比例するので、回転速度は第2の変調信号の振幅をモニタすることによって決定されることができる。この方法については、その方法を実現するのに用いられる装置の説明に関して、以下により詳細に説明する。

第11図を参照して、ここに説明する方法に関して用いられるとき、検出レンジの意欲ある増大を与えるとともに、そのような検出により与えられる結果の信頼性の改善を行なう装置の好ましい実施例が見られる。第11図の検出システムは第1図に示されるシステムのコンポーネントの多く

を実施する。したがって、簡略化のため、同じ構造および機能を有する第1図および第11図のこれらのコンポーネントについては対応の参照数字を付する。

第11図の回路において、検出器30からの光学出力信号はライン48を介して増幅器300を介して伝達され、増幅器300において、その強度は電気回路に十分に用いられることができるように拡大される。増幅器300から、出力信号はライン302を通過して従来の電子ゲート304へ至る。ゲート304の動作は、AC信号発生器308からライン306を介して受信されたゲート信号により制御される。ライン306上の信号の位相はライン306における従来の位相遅延装置を用いて調整されることができる。

信号発生器308は周波数 f_m で第2の位相変調信号を発生し、この周波数 f_m は任意に選択されるが、前述したように、“適切な”周波数 f_p で典型的にはセットされるバイアス位相変調のそれよりもはるかに低いものでなければならない。

ゲート304からの信号は、信号発生器308において発生される第2の位相変調周波数 f_m でライン310上へ同期的にゲートされる。次に、その信号はバンドパスフィルタ312へ伝送され、このフィルタ312はライン310から受信された信号の f_b 周波数成分のみをライン314上へ通過させる。その大きさを偏光させるため任意の他の信号がない場合、ライン314上の周波数 f_b の信号はループ14が受けた回転量を表わす。

以下に説明するように、ライン314上の信号は、周波数 f_m の第2の位相変調の振幅を制御するフィードバック信号を発生するため、ロックイン増幅器46に関して用いられる。この第2の位相差変調の適切な振幅調整で、信号が発生され、この信号によって、位相変調器38は、ライン314上の周波数 f_b の信号が時間平均的に、ループ回転速度にかかわらずゼロ方向へ駆動されるように、ループにおいて互いに逆方向に伝播する波に影響を及ぼす。

上述したフィードバック信号を発生するために、

前に説明したように、周波数 f_m での第2の位相変調がなければ、曲線100は、第9図の曲線80が周期的であるので、周期的となる。それゆえに、光学出力信号96の f_b 周波数成分の大きさは、サグナック位相シフトを増大させることにより、全体の位相シフト曲線94が曲線80の他の突出部へ押出されるので、周期的に変化するであろう。すなわち、曲線100上の、134（第10図）は、結果的に生じる全体的な位相シフト曲線の極大および極小が曲線80の第2の突出部上の対称的に平衡した点を通じて移り変わるようにサグナック位相効果は十分遠くまで曲線94を押し出す場合を表わす。結果的に生じる出力波形96は、0回転速度の場合に対し第8図に描かれた出力光学信号96と同じように現われ、かつ第1の高調波成分を有しないであろう。波形96はこの場合第1の高調波成分を有しないので、ロックイン増幅器の出力は回転速度が0でないという事実にもかかわらず0であろう。

この発明の検出システムは、ライン314上の

ライン314上の信号はロックイン増幅器46へ伝送される。さらに、ロックイン増幅器は、AC信号発生器40により発生されたバイアス変調周波数 f_b に対応するライン316からの基準信号を受ける。一般に、この周波数 f_b は方程式(3)を用いて前に計算したように“適切な”周波数に対応する。

ライン314および316から受けた信号にตอบสนองして、ロックイン増幅器46は“エラー信号”を発生し、この信号はライン314からの入力信号の振幅に比例するものであり、かつライン316からの基準信号の周波数にマッチしている。このエラー信号は第10図の曲線100のどこかに横たわる。特定の場合、エラー信号は、入力ライン48上の第1高調波成分の固定された振幅を生じる固定された回転速度のための曲線100上の或るDCレベルであろう。もしも第1高調波成分の振幅が変化すれば、エラー信号のDCレベルは動作点が曲線100に沿ってシフトするにしがたって変化するのである。

第1高調波信号の変化にตอบสนองして周波数 f_m の第2の位相変調信号の振幅を調整することによって、フィードバックエラー信号を用いることによってこの問題を解決している。調節された第2の位相変調信号は、次に、以下に説明するように、ライン314上の周波数 f_b の信号が効果的に打消されるようにループの互いに逆方向に伝播する波の位相変調を調整するために用いられる。その結果、たとえその回転がサグナック位相シフトが第10図の曲線100上の点134へ押されるようなものであっても、第2位相変調信号の振幅は、そのようなフィードバックがないと、第10図の134によって示される点を越えて曲線94を配置するであろう高速度で実際の回転速度の準備表示を与える。

フィードバックエラー信号にตอบสนองして第2の位相変調信号の振幅を調整する機能はエラー補正変調器130によって行なわれる。これを達成するために、エラー補正変調器130はライン318を介してロックイン増幅器46からエラー信号を

受け、かつまたライン320上の、信号発生器308からの第2の変調信号を受ける。好ましくは、第2の変調信号は正弦波波形を規定する。

ライン318上のノンゼロエラー信号を受けると、エラー補正変調器130は、ライン318上のエラー信号の大きさを0に減少させるため、または予め定められた0の範囲内に減少させるために、エラー信号の大きさおよび符号にตอบสนองして第2位相変調信号の振幅を増大しまたは減少させる。ライン318上のエラー信号のための予め定められるレベルに達すると、変調器130は、エラー信号が再び変化するまで、第2位相変調信号の振幅を維持する。

エラー信号の変化を検出すると、変調器130は、再び、ライン318上のエラー信号が再び0に減少されまたは予め定められる0の範囲内に減少されるまで、第2の位相変調信号の振幅を変化させる。調節された第2位相変調信号はエラー補正変調器130からライン322上へ伝送される。ここに説明したフィードバックアプローチもまた、

高複屈折ファイバから作られるもののような、他の形式のジャイロスコープにも適用できる。

ライン322上の調節された第2位相変調信号は、ライン324上の、信号発生器40からのバイアス変調信号と組合せられる。ライン324からのこの組合せられた信号は、互いに逆方向に伝播する波かつ、したがって、上述した方法に従って、検出器30からの出力信号に影響を及ぼすように、位相変調器38へ与えられる。このように、第2位相変調信号は、回転速度によって互いに逆方向に伝播する光波の位相差において発生された位相シフトを実質的になくするため互いに逆方向に伝播する光波の位相差をバイアスする働きをする。この文脈において、第2位相変調信号により与えられるバイアスは、回転速度によって生じた周波数 f_b の出力信号の成分を補償する働きを行なうのみならず、それはその回転速度によって発生された位相差信号を効果的になくし、それによって出力信号からのその関連の成分を取除く。

回転速度は、バンドパスフィルタ326を介し

てライン324へ接続される出力表示装置208を用いることによって決定されてもよい。特に、ライン324からの変調信号は、第2の変調周波数 f_m の信号のみを通過させることができるフィルタ326へライン330によって接続される。フィルタ326からの信号は、ライン332上を介して出力表示装置208へ至る。表示装置208上の信号は、周波数 f_m の第2変調信号の振幅に対応し、かつしたがって、回転速度を決定するために用いられてもよい。表示装置208および回転速度を決定するための関連の回路については以下に詳細に説明する。

第12図を参照することによって、第11図に示された装置におけるループ回転および位相変調の結果として、互いに逆方向に伝播する波間で受ける結果的に生じる相対位相シフトを図解的に説明することができる。第12図において、光検出器30でとられた光学出力信号(図示せず)は結果的に生じるまたは全位相シフト曲線350を含み、この曲線350は、(一定回転速度に対する

一定バイアス352により示される)サグナック位相シフト $\Delta\phi_s$ と、曲線354によって示される正弦関数的に時間変化する、第2の位相差変調信号 $\Delta\phi_m(\cos\omega_m t)$ と、正弦関数的に時間変化する、バイアス位相差変調差信号 $\Delta\phi_b(\cos\omega_b t)$ との総和を表わす。その結果生じる位相シフト $\Delta\phi$ はしたがって次のように定義される。

$$\Delta\phi = (\Delta\phi_b \cos\omega_b t) + (\Delta\phi_m \cos\omega_m t) + \Delta\phi_s$$

... (11)

$\Delta\phi$ の時間平均値は、信号の一部をゲートオフすることによってほぼ0の値に調整されることができる。したがって、第12図に図解されるように、周波数 f_m の第2の位相差変調354の他の半サイクルがすべてゲートオフされる。この状況における第2位相差変調354の振幅を調整することによって、ゲートオンされるバイアス変調信号350の部分は垂直軸355に関して位置決めされることができる。

第11図に示される回路において、ゲート30

4は、信号発生器308からのゲート信号を用いることによって第2位相変調信号と同期してオンおよびオフにされる。このように、ライン306上のゲート信号が第2位相変調信号周波数 f_m の各半サイクルでゲート304を切替えるように同期された状態で、第12図の波形が発生されることができる。第12図に示すように、信号がゲートオフされる時間の間、0の値が検出器30の出力に存在することが理解されよう(第11図)。

上述した条件の結果として発生される周波数 f_b の出力信号が第13図の360で示される。図解の目的で、ライン360は第2位相変調波形354に関して等倍で描かれていないことに注目される。したがって、周波数 f_b の出力信号のゲートされた部分の時間平均値が0に等しくなるまで、第2位相変調信号354の振幅を調整することによって、ループの回転速度を決定することができる。特に、回転速度は0エラー信号を生じた第2位相変調信号の振幅を観察することによって決定される。

図に示される。ロックイン増幅器が周波数 f_m の位相変調の多くのサイクルにわたりその信号を積分する条件の下で、復調された出力パワーは位相差変調 $\Delta\phi_m$ の振幅を調整することによって0にされることができる。このことは、回転により誘起された非相反位相シフトがゲーティングでの位相変調により時間平均について相殺されることができることを意味する。復調された出力パワーは第13図の360で図解される。この出力信号360の時間平均は次のように説明される。

$$I_b = -(C/T) P_o J_1(\Delta\phi_b) \int_{-T/4}^{T/4} \sin(\Delta\phi_r + \Delta\phi_m \cos \omega_m t) dt \quad \dots (13)$$

ここで、 $T = 1/f_m$;

$\omega_m = 2\pi f_m$; および

$\Delta\phi_m$ は周波数 f_m での位相差変調の振幅である。

復調されたパワーを0にするため周波数 f_m での第2の変調信号の大きさ $\Delta\phi_m$ と、サグナック位相シフト $\Delta\phi_r$ との間の関係は次の式から得られることができる。

変調信号がない場合、バイアス変調周波数 f_b の検出器出力振幅 I_b は数学的に次のように説明できる。

$$I_b = C P_o J_1(\Delta\phi_b) \sin \phi \quad \dots (12)$$

ここにおいて、Cは定数であり、

P_o は検出器に入射する光学パワーであり、

$\Delta\phi_b$ は互いに逆方向に伝播する波間の位相差変調の振幅であり、

J_1 は第1種の第1次ベッセル関数であり、かつ

$\Delta\phi$ は検知コイルの互いに逆方向に伝播する波間の位相差である。

第2位相変調信号はさらに、バイアス変調周波数 f_b よりもはるかに低い周波数 f_m で印加されるとき、回転により誘起された非相反位相シフト $\Delta\phi_r$ が存在するときの位相差変調の波形は第12図に示されるとおりである。光検出器30からの信号が、周波数 f_m の位相変調の各サイクルの50%の間オフにスイッチされるとき、バイアス変調周波数 f_b の復調された出力パワーは第13

$$\tan \Delta\phi_r = -\frac{4}{\pi} \frac{1}{J_0(\Delta\phi_m)} \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n} J_n(\Delta\phi_m) \quad \dots (14)$$

ここにおいて、 J_n はn次ベッセル関数である。

方程式14により説明される、 $\Delta\phi_r$ の値に対する第2位相差変調の振幅の関係は第14図に図解的に示される。第14図の曲線370は、ジャイロが電子的に閉ループ形態で作動されるとき、回転に対するセンサの応答を示す。曲線370は、第11図に示されるゲートされた装置におけるサグナック位相シフト($\Delta\phi_r$)を実質的に0にするのに必要な第2位相差変調 $\Delta\phi_m$ の振幅を説明する伝達関数または倍率をグラフ的に示す。

第14図の倍率は、用いられた位相変調器のそれによってのみ制限されるジャイロスコープ動作のためのダイナミックレンジを与える単調特性を有することがわかる。完全な直線性からの、倍率曲線370の小さなずれは、正味の非相反位相シフトがDC位相シフトに代わって時間変化する位相シフトを用いて0に平均化されるという事実からくるものである。したがって、この発明は、先

行技術のセンサが、いくつかの可能な回転速度のうち、どれがその特定の特性を持つ検出器出力を生じているのかを知ることができないであろうようなより高い回転速度に対する検出器出力信号の曖昧性を除去する手段を提供する。

周波数 f_m の第2位相変調信号の周波数が任意であるので、その周波数および位相は適切な周波数で作動されたバイアス位相変調に対して固定された関係を有しないことが必要である。その結果、その2つの励起信号を発生しかつ制御するコンポーネントには安定性がそれほど要求されない。さらに、2つの変調の間の周波数および位相関係を欠くことによって、2つの励起信号の電気的な組合せ、および回転センサの感度を妥協させることなく信号位相変調器へこれらを適用することが可能となる。

第11図の装置の他のコンポーネントのいくつかは以下により詳細に説明される。

第15図はエラー補正変調器130の一実施例を示す。この実施例において、ライン318上の

エラー信号は積分器として接続される演算増幅器の反転入力へ結合される。実際的な積分器の正確な構造的な詳細は、当業者にとって周知であり、さらにこれ以上の詳細な説明は行なわない。

演算増幅器の分野において周知されているように、コンデンサにかかる負のフィードバック電圧は点170を事実上の接地に保とうとする。すなわち、点170の電圧は負のフィードバックによって0ボルトまたは0ボルト近くに保持される。しかしながら、何の電流もこの事実上の短絡によって接地へ流れない。インピーダンス R_{172} によって示される、ロックイン増幅器46の出力インピーダンスを介して演算増幅器169へ流れる入力電流 i_{i1} は、点170から接地へのインピーダンスが0であるので、その出力インピーダンス R_{172} により除算されるロックイン増幅器46の出力エラー電圧に等しい。しかし、接続点170から接地へは何の電流も流れないので、入力電流 i_{i1} はコンデンサ168を流れ、かつ接地に対する出力電圧 V_o は時間の関数としてライン1

74上に形成される。時間の関数として出力電圧 V_o のための表現は次のとおりである。

$$V_o = -\frac{1}{C} \int i_{i1} dt \quad \dots (15)$$

ここにおいて、 C はコンデンサ168の値である。

第16図を参照して、演算増幅器積分器169のための応答特性が示される。第16図(A)はライン318上の仮定的なエラー信号を示す。ライン174上の積分器の出力電圧 V_o は第16図(B)にプロットされる。

第16図(B)からわかるように、0エラー信号に対しては、出力電圧曲線は0の傾斜を有し、かつノンゼロエラー信号の大きさを増大させていくと、 V_o のための出力電圧曲線の傾斜の大きさが増大する。すなわち、傾斜の符号はエラー信号が正であるか負であるかどうかによって依存し、かつ時間の或る瞬間における傾斜の勾配は、時間の任意の瞬間のエラー信号の大きさに依存する。

エラー信号が原点から点176まで増大すると、積分器の出力信号 V_o は点176Bまで増える。再び、第15図を参照して、モトローラにより製

造されるMC1496Lのような従来の平衡変調器、および関連の回路は、ライン174上のこの入力電圧 V_o を、ライン322上の駆動信号のエンベロープにおける対応の変化に変換する。すなわち、変調器188の振幅はライン174上の信号で、ライン320上の固定された振幅信号を変調する。ライン322上のこの駆動信号は次に、ライン324(第11図)へ伝送され、ライン324では、それは発生器40からのバイアス変調信号と組合わされかつ位相変調器38へ与えられる。

ライン322上の駆動信号の振幅が増大するとき、光学出力信号における低周波成分の振幅が上昇し始める。それが十分遠くまで上昇すると、ゲートされた信号の時間平均値は回転により生じる第1高調波成分を打消そうとする。これは、第16図(A)の点176および177間に示されるエラー信号を減少させようとする。減少していくエラー信号は、点176Bおよび177B間に示されるように、第16図(B)における積分器の

出力電圧 V_o の傾斜の勾配を変化させる。第16図(A)の点177で、駆動信号の大きさは、光学出力の回転により生じた第1の高調波成分のすべてを打ち消すのにちょうど十分なものである。これは、点177Bおよび178B間で、 V_o に対する積分器の出力電圧曲線の平らな点ノンゼロ部分によって反映される。

この仮定的な状況における時間178で、ループ14の回転速度は、エラー信号が符号を変化させかつ第16図(A)における178と180との間に示されるように大きさが増大し始めるように変化する。これによって、出力電圧 V_o に減少が生じる、なぜならば電流 i_{10} は方向を変化させかつコンデンサ168上の電圧が変化し始めるからである。このことが、第16図(B)の点178Bおよび180B間に示される。この効果は、駆動信号の振幅を減少させることであり、この駆動信号の振幅によって、エラー信号は第16図(A)の点180および182間に見られるようにゼロ方向へ戻る傾向となる。

が光学出力信号のサグナックにより発生される第1高調波成分の相殺をちょうど生じさせるように適切なレベルへ調整された、ループ14におけるノンゼロ一定回転速度を示す。

当業者は、もしも回転が一方方向に加速し続けられ、出力電圧 V_o は上の安全なレベルへ上昇し、たとえば、第15図の回路のための振幅変調器188におけるコンポーネントの失敗を生じさせるということを理解しよう。このような事態を避けるため、電圧制限装置は、 V_o の最大の正および負電圧の脱線を制限するため積分器へ結合されなければならない。

第17図を参照して、第15図において積分器190を置換えるためにエラー補正変調器回路130の一部のための好ましい実施例を示す。この実施例において、差動増幅器192の反転入力ライン318上のエラー信号へ結合され、かつその出力はライン174によって振幅変調器188へ結合される。

第17図に示されたシステムが働く様子は、第

仮定的な状況における時間182で、ループ14の回転は、再び、より多くの第1高調波成分が、点182と184との間に示されるようにエラー信号曲線を偏平化するようにサグナック位相シフトにより発生されるように変化する。これによって、積分器出力電圧は一定の傾斜で下方向に傾斜して点182Bおよび184B間での第2のまたは低周波位相変調信号の振幅を減少させる。

時間184で、ループの回転速度は、再び、変化するが、エラー信号はなおも負およびノンゼロである。ノンゼロエラー信号によって、積分器出力電圧 V_o が減少し続け、それによって駆動信号の振幅を変化させかつエラー信号を、点184と186との間に示されるようにゼロ方向へ移動させる。

一旦エラー信号がゼロに達すると、積分器出力電圧は、サグナックにより発生された第1高調波成分のすべてまたは実質的にすべてを打ち消させるような振幅でも定常に保持する。時間186での状況は、ライン140上の駆動信号の振幅

18図を参照してよりよく理解され、その第18図は、全体的な回転センサを概略的に示しており、3ポート回路網196により表わされるセンサのコンポーネントは差動増幅器192へ結合される。センサの電子的なコンポーネントの光学部分およびほとんどは、2個のインピーダンス Z_1 および Z_2 のいずれかの端部へ結合された2つの入力を有する電圧分割インピーダンス回路網196によって表わされている。この分割器の中心は、差動増幅器192の反転入力へ結合される。

回転がループに与えられると、回転信号(記号)は3ポート回路網196の第2入力へ与えられ、この回路網196は、差動増幅器192の反転入力へ結合されるライン318へ与えられるエラー信号を生じる。この入力エラー信号と、この場合接地電位であるところの、ライン133上の基準信号との間の差が、差動増幅器192によって増幅され、かつ反転され、増幅された差信号が出力ライン194へ与えられる。この出力ラインもまた回路網196の第1入力へ結合され、それによ

り負のフィードバックが、回転信号により生じた点198の電圧を打ち消そうとするインピーダンス Z_1 を介して生じる。

ライン194上の信号は、次いで、点198で揺動する電圧を最小にしようとする。点198は、物理的に、第11図のロックイン増幅器46の出力を表わす。インピーダンス Z_1 および Z_2 は、システムの光学および電子的部分の全体的な伝達関数およびループ利得を示す事実上のインピーダンスである。

システムの時間応答、位相マージン、バンド幅および感度は応用に依存する設計選択事項であり、かつ標準的なフィードバックシステムの分析がシステムパラメータを確立するために用いられることができる。

インピーダンス Z_1 を介してのフィードバックの効果は、ロックイン増幅器の出力ライン318上のエラー信号の揺れを、第10図のボックス200で示される小さなレンジに抑えることである。このレンジは、設計選択事項であり、差動増幅器

192の利得に依存する。より高い利得は、入力信号のより小さな範囲の変動を生じる、すなわち、より小さなボックスを生じるが、安定性は劣る。

ライン322上の第2位相変調駆動信号の大きさを増大させまたは減少させることによってエラー信号をゼロまたは実質的にゼロに減少させるようにノンゼロエラー信号に反応する何らかの構造がこの発明の目的のために十分であろう。ある実施例に対しては、エラー信号をゼロまたはほぼゼロに減少させる相殺振幅の第2の位相変調駆動信号のレベルを維持するのが望ましい。この機能を達成するために用いられる正確な回路はこの発明にとって問題ではない。

エラー補正変調器のために用いられ得る代わりに回路は、第19図に示されるようなものである。この実施例において、ライン318上のエラー信号は比較プロセッサ201の入力へ結合される。比較プロセッサは、この場合接地電位であるその基準入力203へ与えられる基準電圧を有する。比較プロセッサは、ライン318上のエラー信号を、ラ

イン203上の基準信号と比較し、3出力のうちの1つを発生する。エラー信号が正で、ノンゼロであれば、出力ライン205は論理1レベルであるとして駆動される。もしもエラー信号が負でノンゼロであれば、ライン207が駆動される。最後に、エラー信号が基準信号に等しければ、ライン205が駆動される。

アップダウンカウンタ211はライン205へ結合されるアップ入力を有し、かつライン205が能動的なときゼロからカウントアップを開始する。任意の瞬間のバス213上のデータがカウンタの2進表示を表わす場合、カウントが進むに従って、2進カウントが出力バス213上のデジタルパターンを連続的に変化させている。

デジタルアナログコンバータ215は連続的にまたは周期的に、バス213上の2進カウントの値をサンプリングし、かつデジタルデータを、ライン174上のアナログ出力信号に変換する。このアナログ信号は、ライン320上の第2の位相変調駆動信号を振幅変調してそれをライン

322へ与えるため、従来の振幅変調器188によって用いられる。

第2の位相変調駆動信号の変化する振幅はライン318上の変化しているエラー信号において反映される。すなわち、エラー信号は基準信号電圧方向に傾いていくであろう。

エラー信号が基準電圧に達すると、コンパレータプロセッサ201は、カウンタ211のストップ入力へ結合されるライン209を駆動し、それによりカウントを停止させる。D/Aコンバータは、次いで第2の高調波駆動信号の振幅レベルを、エラー信号が再び変化するまで、そのときに存在するレベルに定常に保持する。

エラー信号が負になりかつノンゼロになると、プロセスが繰返されるが、カウンタ211はゼロからまたはそのとき存在する正のカウントからカウントダウンし始める。そのカウントが、ライン207が駆動されたときにゼロであったならば、デコーダ217は変化符号ライン219を駆動し、このライン219によって、D/Aコンバータ2

15がライン174上のアナログ出力電圧の符号を変化させる。もしもライン207が付勢されたときにカウントがゼロでなければ、デコーダ217はライン219を駆動せず、かつD/Aコンバータ215はライン205が駆動されたときと同じ符号にライン174上のアナログ信号を留めるが、しかしカウントが減少するに従って振幅を下げ始める。このプロセスはライン209が付勢されるまで続く。

伝達関数は同じ領域においては線形ではないので、サグナック位相シフトの大きさへ、第2の高調波駆動信号の振幅を移すために用いられる線形エレメントがエラーを招く。伝達関数をストアするためまたは回転速度もしくは第2高調波駆動信号の相殺振幅を与えられたサグナック位相シフトのための伝達関数を解決するため出力に装飾が用いられてもよい。すなわち、サグナック位相シフトによる出力の第1高調波成分を打消すライン322上の駆動信号の振幅から、回転速度またはサグナック位相シフトそれ自体へ変換するのが有利

このデータは、方程式(15)の伝達関数によって決定される駆動信号の各振幅に対応する回転速度に関しデジタルデータを記憶するメモリ218におけるルックアップテーブルをアドレスするためにマイクロプロセッサまたはコンピュータ216によって用いられる。

A/Dコンバータ214の出力217のデジタルデータは、マイクロプロセッサ216によって用いられて、ライン332上の駆動信号のその特定の振幅に対する回転速度または対応するサグナック位相シフトを示すデジタルデータを記憶するROM218の正しいアドレスをアクセスする。マイクロプロセッサ216がこのアドレス機能を行なうためのプログラムは、当業者にとって明らかであり、この機能を行なうための任意のプログラムが十分であろう。ROMからのデジタルデータ出力は、デジタル-アナログコンバータ220によってアナログ形式に変換されることができ、またはそれはデジタル形式で用いられることもできる。

である。これは第11図の出力表示回路208の目的である。

第20図は出力表示装置208のための好ましい回路を示す。ライン322上へバンドパスフィルタ326を介して通された駆動信号の第1高調波はロックイン増幅器210の入力へ結合される。ロックイン増幅器は駆動信号に同調され、すなわち、それは、その基準信号として、第11図の信号発生器308からのライン320上の変調されない信号を有する。ロックイン増幅器210の目的は、所望の波形をとりちらすライン322上のすべてのノイズをフィルタしてしまうことである。このノイズは、電力線、電磁障害、ライン324上の駆動信号とのクロストークおよび他の種々雑多な根源に基づくノイズから生じ得る。

ライン212上の出力信号は、ロックイン増幅器の出力212のフィルタされた駆動信号の振幅に比例し、かつアナログ-デジタル(A/D)コンバータ214へ結合されており、コンバータ214ではそれはデジタルデータに変換される。

他の実施例では、マイクロプロセッサ216は、変数 $\Delta\phi_m$ として、A/Dコンバータ214からのデータを用いることによって方程式(14)の伝達関数を解決するようにプログラムされることができ。これらの実施例において、ROM218は方程式(14)に要求される計算を行なうためのプログラムを含むであろう。この計算を行なうために用いられる正確なプログラムは問題ではなく、この計算を行なうためのプログラムは当業者に知られるであろう。この計算を行なうことができる何らかのプログラムは、この発明の目的のために適しているであろう。

他の実施例は、ロックイン増幅器210に代わってR.M.S.電圧計を用いてもよいが、そのような構造はエラーを導くようである、なぜならばライン332上の何らかのノイズは、平均化されて、駆動信号の誤りの振幅として誤って解釈されるかもしれない。R.M.S.電圧計は、第21図に示される電圧分割器の midpoint にその入力を与える。駆動信号は抵抗R1およびR2からなる電

圧分割器の接続点221へ与えられる。抵抗R1およびR2は、接続点221での駆動信号の与えられた振幅に対して、回転速度に比例する振幅を有する信号が接続点222で発生されるように線形領域において伝達関数の傾斜を反映させるように選ばれる。この信号はR.M.S.電圧計の入力へ結合されて、サグナック位相シフトまたは回転速度として読まれる。

さらに、オシロスコープもまた、駆動信号の振幅を検出するために、第23図に示されるように、R.M.S.電圧計に代わって用いられることができる。また、抵抗R3およびR4からなる線形スケーリング回路網もオシロスコープへその入力をスケールするために用いられる。第21図および第22図の実施例は、伝達関数の線形領域において最も正確である。

より低い変調周波数の波形を測定することができる任意の他の装置もまた出力表示回路208のために用いられることができる。たとえば、アナログ曲線整合装置は、伝達関数曲線を補償するた

めにかつ回転速度に比例する出力を与えるために用いられることができる。さらに、第20図のROMルックアップテーブルおよびマイクロプロセッサは、簡略化した第20図の実施例もまた適当な結果のためほぼ線形領域において用いられることができるように、伝達関数曲線のほぼ線形領域において分配されることができる。

拡大されたダイナミックレンジにわたり、一般に線形的な倍率で回転を検知するための方法および装置の他の好ましい実施例が、第23図ないし第29図を参照して説明されてもよい。

第1図に示されるもののような装置において、非対称的に位置決めされた位相変調器38を介して時間変化する信号を導入することによって、検出器30の出力で測定されるときに互いに逆方向に伝播する波の間に位相差が生じる。このような誘起された差動位相シフト $\Delta\phi(t)$ は次のように定義される。

$$\Delta\phi(t) = \phi(t) - \phi(t - \tau) \dots (16)$$

ここにおいて、 $\phi(t)$ は時間 t における位相変

調器により発生された位相シフトであり、かつ

τ は位相変調器38を通過する干渉している波の間の時間差である。

第23図を参照して、与えられた時間 $\Delta\phi(t)$ での互いに逆方向に伝播する波間のDC位相差は400で示されるもののような線形位相の傾斜を、位相変調器38を介して逆方向に伝播する波へ与えることによって達成される。特に、線形的な位相傾斜400は、検知ループを反時計方向に伝播する波に対する、変調器38を介しての傾斜信号入力の影響を示す。反時計方向に伝播する信号に対する同じ入力信号の影響はライン402によって示される。傾斜400と402との間の差 τ の量は、検知ループにおける位相変調器38の非対称配置に依存する。

反時計方向および時計方向に伝播する波の間の位相差信号 $\Delta\phi(t)$ は404で示される。この位相差は、傾斜信号の傾きを調整することによってその大きさが変えられるDC値であるということが特に興味ある。したがって、傾斜信号が位相

変調器38を介して与えられて、回転により誘起されるサグナック位相シフトを効果的になくすように調節されることができるDC位相差大きさを生じることが明らかとなる。

そのようなランプ関数を発生する或る手段は、検知ループにおける非対称位置に配置される周波数シフタを用いることであろう。この場合、 $\Delta\phi$ は次のように規定されるであろう。

$$\Delta\phi = 2\pi\tau\Delta f \dots (17)$$

ここにおいて、 Δf は周波数シフト量である。周波数シフタの使用によって、回転速度の測定として周波数出力を用いることができるようにできるという付加的な利点が見られるであろう。しかしながら、ジャイロスコープの応用に適したファイバ形式の周波数シフタは報告されていない。

ファイバ長を変調する変調器38のような普通に用いられるファイバ光学位相変調器は、互いに逆方向に伝播する波間のDC差動位相シフトを作り出すために連続する位相傾斜を与えることができない。したがって、この応用において位相変調

器を用いるためには、位相傾斜をシミュレートする必要がある。

第24図は位相傾斜をシミュレートするために用いられてもよい1つの波形を図解する。特に、第24図(A)のライン406は、検知ループにおいて鋸歯状波を反時計方向に伝播する信号に与える場合を示す。非対称的に位置決めされた位相変調器から、検知ループの時計方向に伝播する信号へ与えられる、同じ鋸歯の波形の影響を示す。第24図(B)におけるライン410は、第24図(A)において示される干渉している波間の位相差により作られた位相差信号($\Delta\phi(t)$)を示す。

ライン410によって表わされる波形から見られるように、2個の光学経路のリセットプロセスおよび相互関係のため、位相差は常に一定ではあり得ない。しかしながら、ライン410がDC値を規定するときの412で示されるこれらの期間の間、DCサグナック位相シフトは位相変調の振幅または周波数を調整することによってなくされ

ることができる。したがって、互いに逆方向に伝播する光波の位相差へ、実質的にDC位相バイアスを与えることによって、互いに逆方向に伝播する光波の位相差が受けるサグナック位相シフトは、実質的にゼロにされる。412で示されるセグメントに含まれていない期間の間、ゼロサグナック位相シフトが、第1図の検出器30から受けられた回転信号をターンオフすることによってシミュレートされることができるとことがさらに注目されよう。

その結果、回転により誘起されたサグナック位相シフトは、時間の部分の間位相変調誘起された位相差によって、かつその時間の残りの間検出器30でまたは検出器30の後で、光源10の信号をオフにすることによって効果的になくすることができる。差動位相シフトを決定する、傾斜の傾きは、変調信号の振幅を調整することによって制御されることができる。もちろん、傾斜形式の形態を有する他の波形もまた同様な効果を生じるために用いられることができるとことが理解され

よう。たとえば、DC位相変調出力信号の発生は、三角波形状のより短い傾斜長さのため、鋸歯状波の場合よりも長い期間その信号がターンオフされるということが必要とされるであろうという理解で、三角波形状位相変調が利用できる。

もっとも普通に用いられるファイバ光学位相変調器の1つは、前に説明したように、まわりに巻かれたファイバの数ターンを持つ圧電シリンドラである。不幸にも、この装置の周波数応答は幅広い周波数レンジにわたって均一ではない。その結果、その波形の各フーリエ成分の振幅および位相が制御されない限り、第24図に示される形式の鋸歯波形状位相変調を達成することはほとんど不可能である。

上述した不均一性の問題を克服するための1つの方法は、すべてのファイバ光学回転センサにおいて正弦波位相変調を組み合わせることによって近似的な態様で鋸歯または三角形波形を発生することである。たとえば、鋸歯波形は、ある周波数の位相差変調を、その周波数の第2高調波と組合わ

せることによってシミュレートされ、第2高調波の振幅およびそれらの波の位相関係は適切に調整されている。同様に、三角形波形は、ある周波数の位相差変調を、周波数の第3高調波と組合わせることによって発生されることができ、それは振幅および位相関係に対して適切に調整されていたものである。

第25図は鋸歯状波形をシミュレートするためにすべてのファイバ光学ジャイロスコープに用いられる波形の1つの好ましい集合体を示す。特に、鋸歯波をシミュレートするための第1の位相変調信号は $\phi_1(t)$ を規定する、第25図(A)の正弦波450を含む。ライン450は、検知ループにおける反時計方向に伝播する波についての正弦波位相変調信号の影響を示し、かつライン452は、時計方向に伝播する波についてのこの同じ正弦波変調信号の影響を示す。

第25図(B)において、ライン454は、正弦波変調信号450の第2高調波周波数にある第2位相変調信号の反時計方向に伝播する波につい

ての影響を説明する。この第2高調波位相変調信号は $\phi_2(t)$ として示される。第25図(B)のライン456は、時計方向に伝播する波についての、第2高調波位相変調信号の影響を図解する。

第25図(C)は、第25図(A)および第25図(B)の変調信号の総和からなる波形を示す。特に、458で示される鋸歯形式の波形は、波形450および454の和を含み、かつこの変調信号に対する、反時計方向に伝播する波の応答を示す。同様に、460で示される鋸歯形式の波形は、波形452および456の総和を記述し、かつ回転センサにおける時計方向に伝播する波についてのこの波形の影響を示す。

第25図(D)は、時間に関する位相差変調を示す。462で示されるこの信号は、したがって、波形458($\phi(t)$)および波形460($\phi(t-\tau)$)の間の差を含み、ここにおいて、 τ は位相変調器を通過する干渉波間の時間差である。第25図(D)の波形は次のように説明できる。

$$\Delta\phi = \cos \omega_m t + 0.3 \cos 2\omega_m t \dots (18)$$

解的に示す。第26図はまた、これらの状況の下で位相変調の結果として検出されるであろう出力信号を示す。

特に、固定された回転速度でのサグナック位相シフトから生じる位相シフトのためのDC値が352で示される。鋸歯の第2変調信号により発生される位相変調信号は354で示される。さらに、バイアス変調信号(f_b)によって発生される位相変調が350で示される。第11図の実施例に用いられる正弦波変調波形の場合のように、鋸歯変調信号は、バイアス変調周波数 f_b よりもはるかに低い周波数になければならないことが注目される。

上述した位相変調信号は、 $\Delta\phi_r$ であるDC位相シフト352について振動することが第26図に見られる。より低い周波数の、第2位相変調354の振幅は、そのライン354の一般に平らなまたはDC部分が垂直軸355上に位置決めされるように調整されたということがわかる。したがって、第11図の装置の光源10または検出器3

第24図に関して説明したように、波形462($\Delta\phi(t)$)は、一般に線形である、464で示される部分を含むということに注目されよう。先に説明したように、位相差信号をゲートすることによって、位相差変調462の一般に線形のまたはDC部分を用いて効果的に、回転により誘起されたサグナック位相シフトをなくすことができる。第24図の鋸歯波形におけるように、DC部分464の振幅は、位相変調の振幅または周波数を調整することによって制御されることができる。このように、位相差変調464のDC状態部分は、サグナック位相シフト $\Delta\phi_r$ をなくすために用いられることができ、かつ、464部分に含まれない期間の間の信号ターンオフは、その時間の残りの間ゼロ $\Delta\phi_r$ をシミュレートするために用いられることができる。

第26図は、第11図の回転センサにおけるより低い周波数(f_m)の第2変調信号としてもし第25図(C)の鋸歯波形458が導入されたならば存在し得る位相変調の組合わされた影響を図

0の出力のいずれかをゲートすることによって、464で示されるようなより低い周波数変調信号354のDC部分の間に発生される結果的に生じる出力信号のこれらの部分のみを出力することができる。このゲート処理された期間464の間に、生ずる信号は垂直軸355に関して振動する。残りの期間の間、出力信号はゼロに等しく、したがってサグナック位相シフトがゼロにされる状況をシミュレートしている。

上述したようにかつ第26図の464で示される期間の間、回転センサをゲートすることから生じる出力は、第26図の466で示される波形によって近似される波形を有する出力信号を発生する。

出力信号466は第1高調波を含まず、サグナック位相シフト $\Delta\phi_r$ がゲートされた期間の間実質的にゼロにされていたということを示しかつオフ期間の間モニタされていないということを示すという事実が特に興味ある。このように、第2位相変調信号の振幅をモニタすることによって、高

い回転の拡大されたダイナミック条件においても、ジャイロスコプが受ける回転量を決定することができる。この信号の振幅を検出しその回転速度を決定するための好ましい回路は、第11図に示されるセンサに関して前に説明した。

第27図は、シミュレートされたランプ変調信号を用いて回転をモニタするために用いられる回転センサの好ましい一実施例を示す。第27図に示される装置のコンポーネントの多くのものは構成および動作において、第11図の装置に含まれるエレメントに対応することに注目されたい。それゆえに、対応するエレメントは対応する参照数字で示されている。

その構成に基づいて、第27図に示される回転センサは、第11図のセンサと実質的に同一である態様で機能することが明らかとなる。しかしながら、第27図に示されるセンサは一般に、鋸歯波のように形作られる低周波変調信号で、正弦波の第2変調信号を置換える。鋸歯変調信号を発生するために、信号発生器308は正弦波波形をラ

イン500上へ伝送する。この正弦波波形は実質的に、第11図の発生器308からライン320へ伝送された波形と同一である。さらに、信号発生器308からの正弦波波形もまたライン502上で、周波数逡倍器504へ伝送され、この逡倍器504は周波数 f_m の正弦波変調信号を受けかつその周波数を2倍にして、振幅調整装置506へ伝送される、周波数 $2f_m$ の第2高調波を発生する。

装置506は、ポテンショメータのような、信号の振幅を調整するための従来の手段を含んでもよい。振幅調整装置506から、信号が位相シフト回路508へ伝送され、この回路において、その位相は、第25図(A)および第25図(B)に示される波形間の関係に一般的に対応する関係で発生器308からの第1高調波位相変調信号に関してシフトされる。振幅調整回路506および位相シフト回路508は、信号発生器308によって発生される正弦波変調波形が一定周波数 f_m に維持されている限り、1回の時間調整によって

手動的に設定される。

位相シフト回路508からの第2高調波波形はライン500に接続するライン510上へ伝送される。したがって、ライン500上の第1高調波信号と、ライン510上の第2高調波信号が結合されて、第25図(C)に図解されるもののような、一般に鋸歯形状を有する位相変調波形を発生する。ライン500および510からの信号は結合されかつライン320を介してエラー補正変調器130へ伝送され、そこで、結合された信号が、第11図において図解した回転センサを参照して説明した態様で処理される。

上で説明したように、第27図の回転センサは、鋸歯波の傾斜のついた部分により発生される位相変調から生じる出力の部分のみを検出するように出力信号をゲートすることによって、サグナック効果のDC影響をゼロにする働きをする。その結果、信号発生器308からの、ライン306上のゲート信号は、ゲート304が鋸歯波の傾斜のついた部分の間のみオンにされるように調整されな

ければならない。信号発生器308からのゲート信号はライン320上の変調信号の各期間の約30%ゲートするように設定されなければならないということがわかっている。ゲートされるライン320の波形の部分は、第25図(D)の464で識別されるゲートされた期間を上方向に単に外挿補間することによって識別される。

第28図を参照することによって、第27図の回転センサの使用から生じる伝達関数または倍率は実質的に線形であることがわかる。この結果は、サグナック位相シフト($\Delta\phi_s$)が、実質的にDCの信号を規定する位相差変調($\Delta\phi_m$)によってゼロにされているという事実のために得られる。このように、第28図のグラフで示すように、サグナック効果により発生される位相差変調の大きさの増大は、鋸歯波変調信号のランプ部分により発生される位相差変調の大きさにおける対応する増大によって効果的になくすることができる。

第11図の回転センサの場合のように、バンドパスフィルタ326は周波数 f_m の信号を、ライ

ン330から、出力表示装置208へ通過させ、この表示装置208は、サグナック位相シフトを打ち消してしまうのに必要な位相変調信号の振幅を識別することによって回転速度を決定するために用いられる。

第28図に示される倍率の線形性はジャイロスコープの倍率の光源の波長依存性を現実的に除去する。これは、位相差変調の振幅は、サグナック位相シフトが回転速度($1/\lambda$)に対して有するのと同じ、与えられた信号に対する波長依存性を有しているために可能である。光源の波長は制御するのが困難であるという事実を考慮すると、この位相変調アプローチはスケールファクタの安定性を改善することができる。システムの安定性は、さらに、フィードバック変調周波数 f_m および $2f_m$ が位相変調器の共振周波数と一致しなければ改善される。さらに、 f_m の高調波周波数がバイアス変調周波数 f_b と一致しなければ、回転信号における付加的なオフセットまたはノイズもまた除去される。

多くの応用における予期される最大加速度を表わすために用いられる値である、 $|t^2 \theta / dt^2| = 1,000^\circ / \text{sec}^2$ の加速度を用いて方形波角加速度の全サイクルの場合を考える。15 kHz の典型的なゲート周波数 f_m に対して、かつゲート処理がその時間の半分の間生じている状態で、ゲートアウトされる時間間隔の最初の半分内での上述の量の加速度およびそれに続く、その間隔の残り半分内で同じ大きさの減速により、約 $2.8 \times 10^{-7}^\circ$ の θ のエラーが生じる。このように、ここに説明した位相検知装置の信頼性は非常に優れており、ゲート構成の影響が回転速度の測定におけるエラーの傾向を非常に小さくしているということが明らかとなる。

第29図は鋸歯波形を用いた回転センサの他の実施例を示す。この実施例において、信号発生器308は、方形波パルスの列を含む、周波数 f_m の変調信号を発生する。これらの方形波パルスは $2f_m$ を含む、周波数 f_m の高調波を含む。これらの方形波パルスは、エラー補正変調器130へ

第27図の回転センサにおいて、2個の周波数成分のゲートする時間間隔および相対振幅は、与えられた信号に対する位相変調器の直線応答を想定するサグナック位相シフトの 10^{-5} から最大20ラジアンオーダーの倍率の直線性を与えるように調整されることができる(たとえば、 $\Delta\phi(t) \propto (\cos(\omega_m t) + 0.4 \cos(2\omega_m t))$ のとき)。

第11図の回転センサおよび第27図の回転センサの両方において、ゲート処理は光学パワーの損失および、センサがゲートオフされている時間期間の間回転情報の損失の可能性を誘起する。第11図(A)の装置は、典型的には、その装置がほぼその時間の半分の間ゲートオフされるので、光学パワーの半分の損失を含む。第27図の装置では、波形の約30%のゲートで、光学出力の損失はその時間の約70%の間生じる。この情報の損失は、測定される回転角度 θ における突然の変化がゲートアウトの時間間隔内で生じるときに、その回転角度のエラーを生じ得る。一例として、

ライン320を介して伝送され、かつ第11図および第27図に図解したセンサに関して前に説明した態様で処理される。

変調器130により発生される方形波信号は、ライン530を介してローパスフィルタ532へ伝送される。フィルタ532は、エラー補正変調器130から伝送された信号の第1および第2高調波を除くすべてを除去する。フィルタされた信号は、次に、ライン534を介して位相調整回路536へ伝送される。位相調整回路536の1つの特定の実施例は、位相変調のための所望の鋸歯波形を発生するように、第1高調波に関して第2高調波の位相を修正するために用いられるチューニング可能なバンドパスフィルタを含む。

位相調整回路536からの鋸歯波形変調信号はライン538上へ伝送され、そこで、それが、ライン324上の信号発生器40により発生される正弦波変調周波数 f_b と結合される。生じた信号は、変調信号として、位相変調器38へ与えられる。他のすべての点において、第29図のセンサ

は第27図のセンサと同一の態様で機能する。

第29図に示される回転センサの1つの特定の実施例は次のように構成されかつ評価される。検知コイルのファイバ長および半径は、それぞれ約580メートル、および7センチメートルである。用いられる光源の波長は約830ナノメートルである。位相変調器38は、まわりに巻かれたファイバの数ターンを持つ圧電中空シリンダを含む。圧電シリンダの第1共振周波数は約20 kHzである。信号発生器40により発生されるバイアス変調周波数 f_b は172 kHzであり、約1.8ラジアンに等しい位相差変調($\Delta\phi_b$)の振幅を生じる。

鋸歯波形周波数変調は次のように発生されてもよい。方形波パルス列が信号発生器308によって発生され、この発生器308は15 kHzの繰返し周波数 f_m のパルス発生器を含む。この信号の周波数スペクトルは基本周波数 f_m の高調波を含む。ローパス電気フィルタ532は、 f_m の第1および第2高調波のみを残しすべての周波数成

分を抑制する。これらの周波数成分(15 kHzおよび30 kHz)の相対振幅は、パルス発生器からの方形波パルスの幅を変化させることによって調整される。可変バンドパスフィルタは、2個の周波数成分の相対位相を調整するために用いられる、位相調整回路536を含む。発生器40からのバイアス変調信号と組合わされるこの信号は位相変調器38へ与えられる。

シリコン光検出器30からの電気信号は、ライン306上で伝送されるパルス発生器308からの同期信号によって、電気スイッチまたはゲート304でゲートされる。ゲートする位相は、トリガ信号のパルス遅延を調整することによって調整されてもよい。検出器30からの信号の約30%が、線形化された倍率を得るためゲート304を通過するように許容される。ゲート304からの信号はライン310を横切りかつバンドパスフィルタ312を介して伝送され、それにより、バイアス変調周波数 f_b 上のみの通過を可能にする。この信号は、次いで、信号発生器40からの、 f_b

周波数の基準信号と対比して、ロックイン増幅器46において測定される。基準信号に対してフィルタ312からの信号の比較により、増幅器46におけるロックからエラー信号が発生され、これは、明細書の最初の部分で説明したエラー補正変調器130へ伝達される。第29図の回路の動作から生じる実際の倍率は、第28図において520で示される倍率に対応する。

ここに説明した回転センサは単一位相変調器の使用を示しているが、別の位相変調器がバイアス位相変調器およびより低い周波数の第2位相変調器のために用いられることができるということが当業者に理解されよう。さらに、受入れることができる結果を伴って、ここに説明したゲート回路に関して他の波形が用いられることができるということも認められよう。このような代替の実施例も、ここに説明しかつ特許請求したこの発明の範囲内にあると考えられる。

要約すると、ここに説明した発明は回転速度の非常に広いレンジにわたり回転検知のためのダイ

ナミックレンジを拡大することにおいて先行技術以上の意義ある改善を含むのみならず、この発明はまた、(1)ただ1個の位相変調器を選択的に用いながら、拡大されたダイナミック回転検知を得るための手段を与え、(2)倍率の光源波長依存性を実質的に抑えることによって非常に改善された安定性でそのような回転検知を行ない、かつ(3)倍率または伝達関数を線形化しかつ、それによって、検知装置において要求される信号処理を意義深く簡略化することによって、産業界における他の長く存在する問題点を克服する。

この発明は、その精神または本質的な特徴から逸脱することなく、他の特定の形式においても実施されることができる。説明した実施例はすべての点に関し、図解的なものにすぎず、限定的な意味であると考えすべきでない。それゆえに、この発明の範囲は、前述の説明によるよりもむしろ、添付の特許請求の範囲によって示されるものである。特許請求の範囲の意味および均等範囲内にあ

である。

4. 図面の簡単な説明

第1図は、基本的な回転センサの概略図であり、ファイバ光学材料からなる連続的な、中断されていないストランドに沿って位置決めされたファイバ光学コンポーネントを示し、かつさらに、検出システムに関連する信号発生器、光検出器、ロックイン増幅器および表示装置を示す。

第2図は第1図の回転センサに用いるためのファイバ光学方向性結合器の一実施例の断面図である。

第3図は第1図の回転センサに用いるためのファイバ光学偏光子の一実施例の断面図である。

第4図は第1図の回転センサに用いるためのファイバ光学偏光制御装置の一実施例の斜視図である。

第5図は第1図の回転センサの概略図であり、偏光子、偏光制御装置および位相変調器がそこから除去されている。

第6図は回転的に誘起されるサグナック位相差

の関数として、光検出器により測定される、光学出力信号の強度のグラフであり、複屈折誘起された位相差および複屈折誘起された振幅変動の影響を図解する。

第7図は互いに逆方向に伝播する波の間の位相差および互いに逆方向に伝播する波の各々の位相変調を示す、時間の関数としての位相差のグラフである。

第8図は、ループが静止しているとき、検出器により測定される、光学出力信号の強度についての位相変調の影響を示す概略図である。

第9図はループが回転しているとき検出器により測定される光学出力信号の強度についての位相変調の影響を示す概略図である。

第10図は、回転的に誘起されたサグナック位相差の関数としての増幅器出力信号のグラフであり、第1図の回転センサのための動作範囲を示す。

第11図は拡大されたダイナミックレンジを持つゲートされた閉ループ回転センサの好ましい一実施例の図である。

第12図は、サグナック効果から生じる一定バイアスに関してのより低い周波数位相変調およびバイアス位相変調から生じる全体的な位相シフトの図である。

第13図はサグナック効果から生じる一定バイアスに関してのより低い周波数の位相変調のための全体の位相シフト、およびゲート処理から生じる光学出力信号の図である。

第14図は第11図に示される回転センサの倍率のグラフである。

第15図はエラー補正変調器の回路図である。

第16図はサンプルエラー信号に対する第15図の変調器の応答の図である。

第17図は好ましいエラー補正変調器の図である。

第18図は第17図のエラー補正変調器を用いた全体のセンサの概略図である。

第19図は第11図の実施例に用いられ得る他のエラー補正変調器の図である。

第20図はより低い周波数駆動信号の振幅を回

転速度に変換するため回転センサ用の出力回路の好ましい実施例の図である。

第21図は倍率の線形領域に用いられ得る出力表示回路の図である。

第22図は倍率の線形領域に用いられ得る他の出力表示回路の図である。

第23図はランプ波形により変調される干渉している波の間の相対位相差を示すグラフである。

第24図は鋸歯波形により変調される干渉している波の間の相対位相、およびこれらの干渉している波の間の位相差を示す図である。

第25図は鋸歯波を形成する1つの方法の図解図であり、かつさらに鋸歯波形により変調される干渉している波の間の相対位相を示すとともに、これらの干渉している波の間の位相差を示す。

第26図はバイアス位相変調から生じる全体的な位相シフトおよびサグナック効果から生じる一定バイアスに関してより低い周波数鋸歯波形位相変調、およびゲート処理から生じる出力信号の図である。

第27図は拡大されたダイナミックレンジおよび実質的に線形化された倍率を有するゲート処理された閉ループ回転センサの好ましい一実施例の図である。

第28図は第27図に示されるセンサの倍率の図である。

第29図は拡大されたダイナミックレンジおよび実質的に線形な伝達関数を有するゲート処理された、閉ループ回転センサの他の好ましい実施例の図である。

図において、10は光源、12は光学ファイバ、14は検知ループ、24は偏光制御装置、26は方向性結合器、30は光検出器、32は偏光子、36は偏光制御装置、38は位相変調器、46は増幅器、47は表示パネルを示す。

特許出願人 ザ・ボード・オブ・

トラスティーズ・オブ・ザ・

レランド・スタンフォード・

ジュニア・ユニバーシティ

代理人 弁理士 深見 久郎

図面の浄化(内容に変更なし)

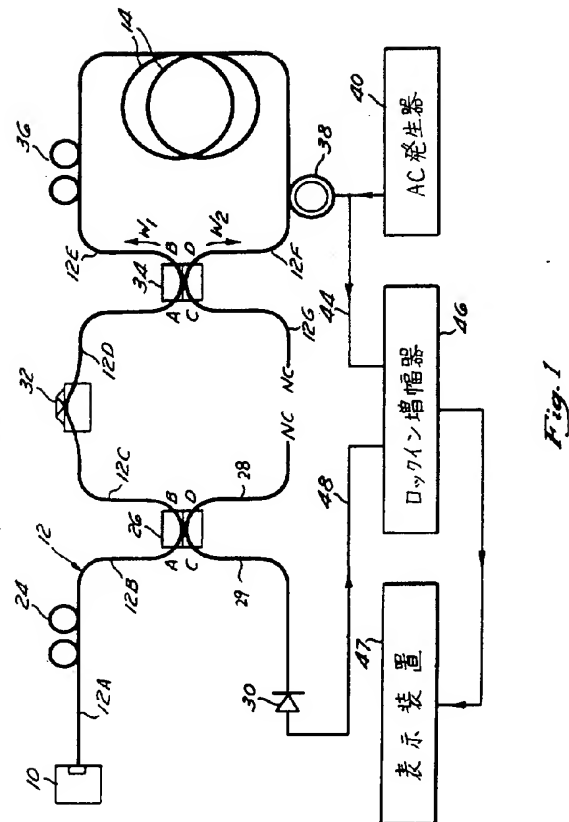


Fig. 1

Fig. 2

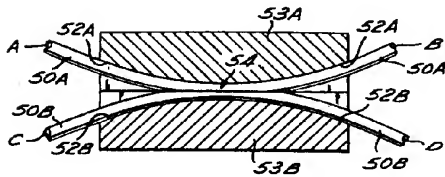


Fig. 3

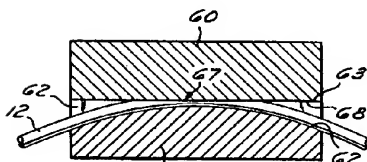


Fig. 4

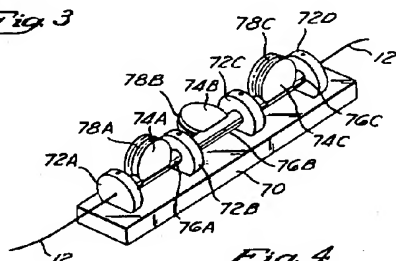


Fig. 5

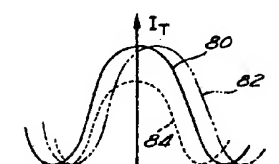
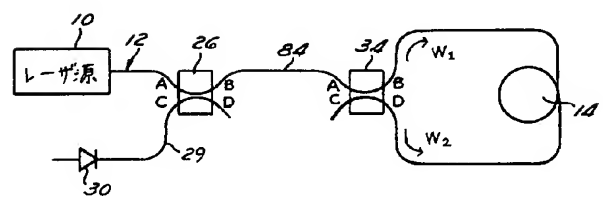


Fig. 6

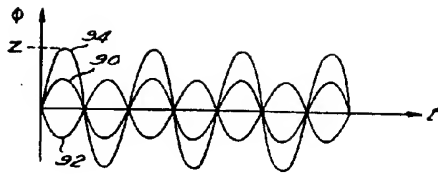


Fig. 7

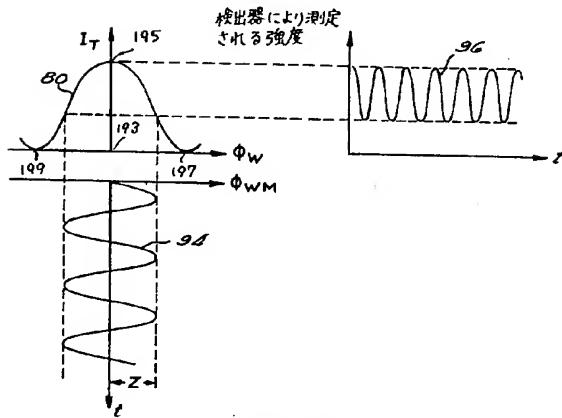
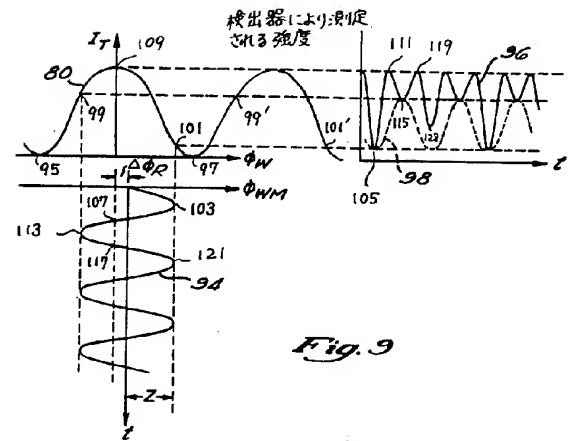


Fig. 8



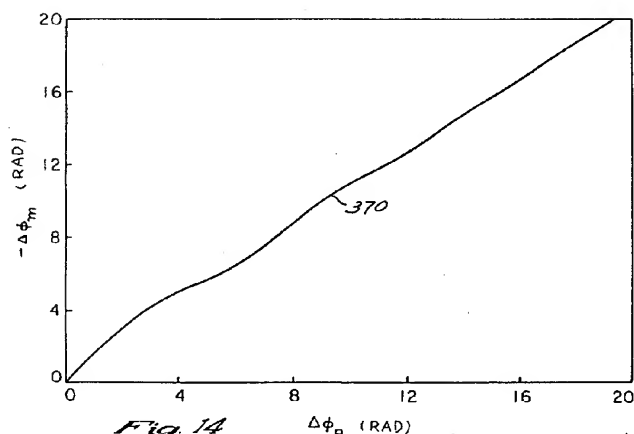


Fig. 14

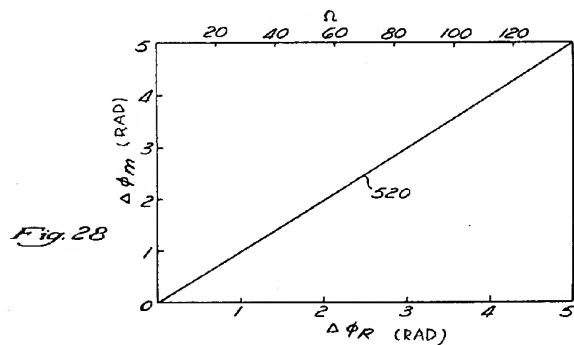


Fig. 28

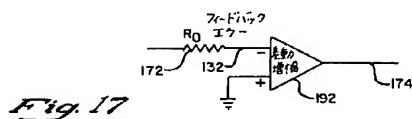


Fig. 17

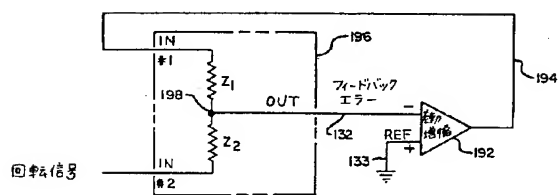


Fig. 18

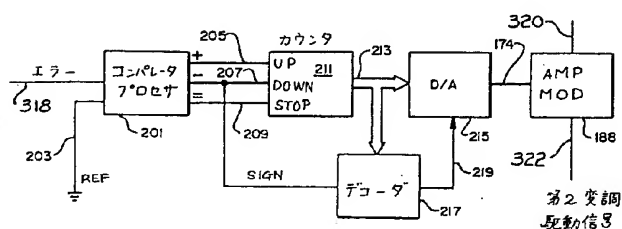


Fig. 19

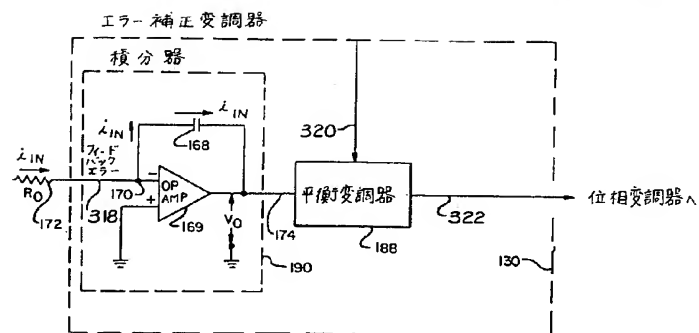


Fig. 15

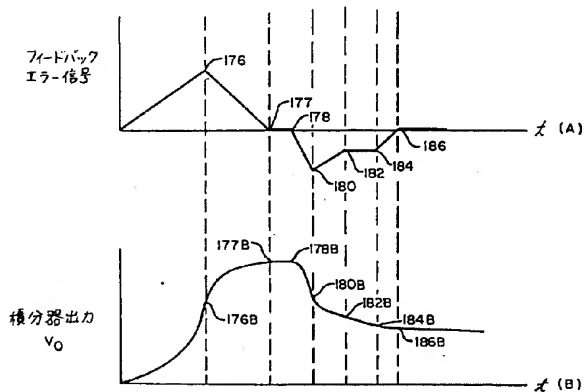


Fig. 16

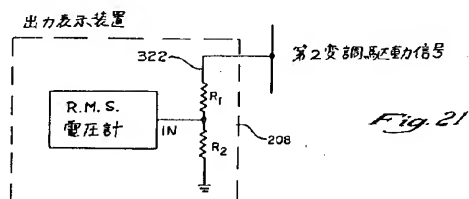


Fig. 21

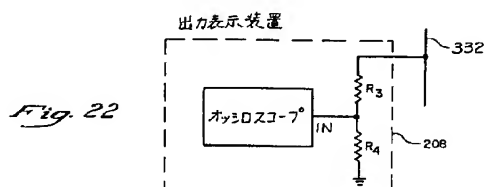


Fig. 22

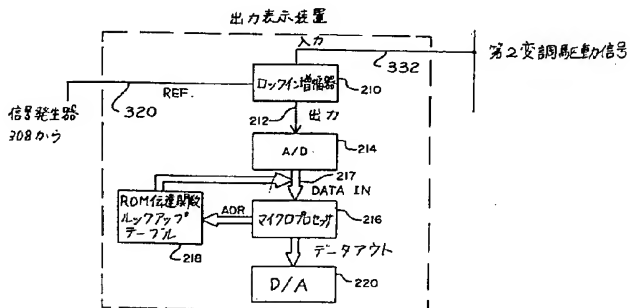


Fig. 20

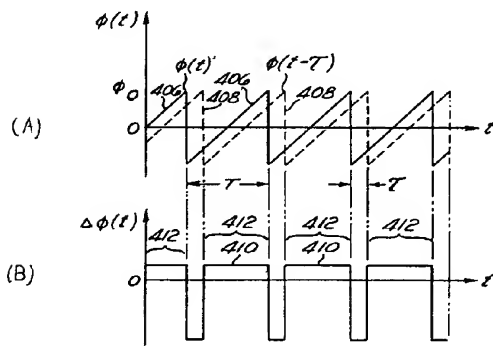
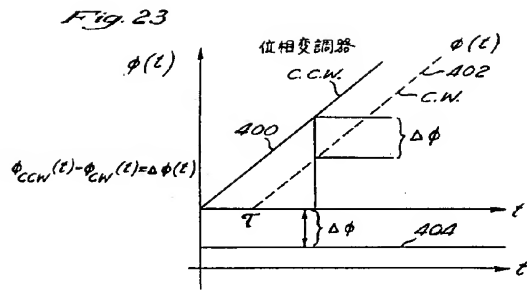


Fig. 24

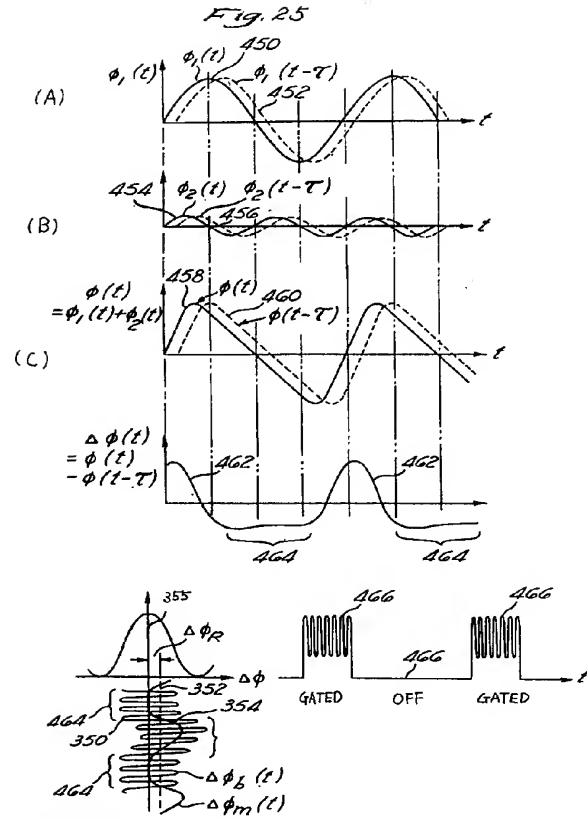


Fig. 26

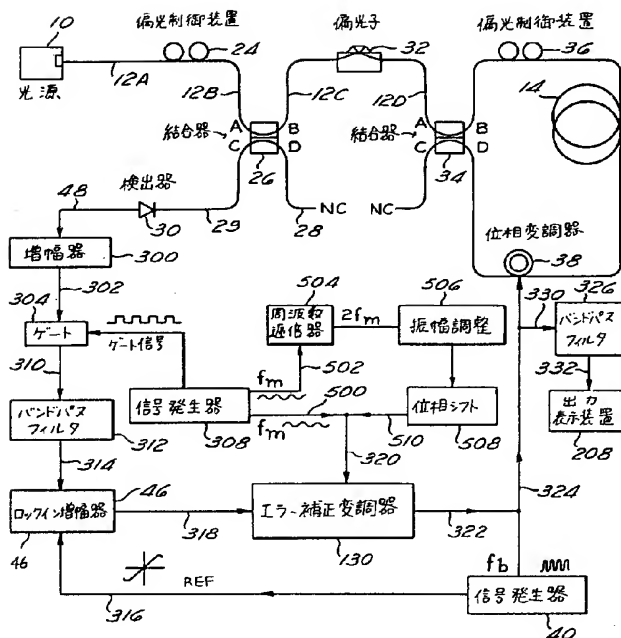


Fig. 27

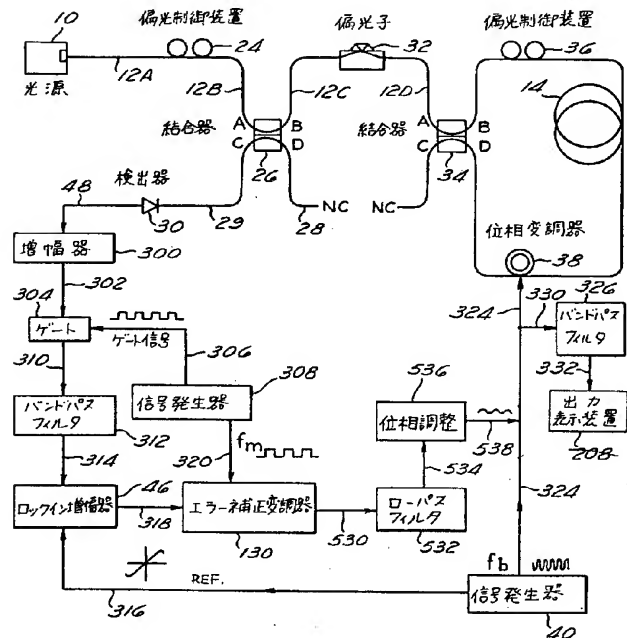


Fig. 29

手続補正書(方式)

昭和60年4月5日

特許庁長官殿

1. 事件の表示

昭和60年特許願第29193号

2. 発明の名称

物理パラメータを検知し測定するための装置

3. 補正をする者

事件との関係 特許出願人

住 所 アメリカ合衆国、カリフォルニア州、スタンフォード
(番地なし)名 称 ザ・ボード・オブ・トラスティーズ・オブ・ザ・レランド・
スタンフォード・ジュニア・ユニバーシティ

代表者 キャサリン・クー

4. 代理人

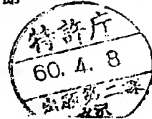
住 所 大阪市北区天神橋2丁目3番9号 八千代第一ビル

電話 大阪(06)351-6239(代)

氏 名 弁理士(6474) 深見 久郎

5. 補正指令の日付

自発補正



6. 補正の対象

図面全図

7. 補正の内容

濃墨で描いた図面全図を別紙のとおり補充致します。

以上

手続補正書

昭和60年5月8日

特許庁長官殿

1. 事件の表示

昭和60年特許願第29193号

2. 発明の名称

物理パラメータを検知し測定するための装置

3. 補正をする者

事件との関係 特許出願人

住 所 アメリカ合衆国、カリフォルニア州、スタンフォード
(番地なし)名 称 ザ・ボード・オブ・トラスティーズ・オブ・ザ・レランド・
スタンフォード・ジュニア・ユニバーシティ

代表者 キャサリン・クー

4. 代理人

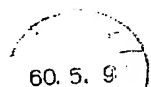
住 所 大阪市北区天神橋2丁目3番9号 八千代第一ビル

電話 大阪(06)351-6239(代)

氏 名 弁理士(6474) 深見 久郎

5. 補正指令の日付

自発補正



6. 補正の対象

明細書の3. 発明の詳細な説明の欄

7. 補正の内容

(1) 明細書の第43頁第9行の「93」を
「193」に訂正致します。(2) 明細書の第43頁第11行の「95」
を「195」に訂正致します。(3) 明細書の第43頁第15行の「97お
よび99」を「197および199」に訂正致し
ます。(4) 明細書の第43頁第19行の「97お
よび99」を「197および199」に訂正致し
ます。

以上